radioelektronik

3 '82

miesięcznik elektroników radioamatorów i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia

Mikrofonowe przystawki do akordeonów. Producent: Mechanika Precyzyjna, ul. Cyprysowa 13/15, 91-365 Łódź. EO/4/K/82

„PMS elektronik" projektuje i wykonuje na zamówienie, w oparciu o najnowsze technologie, elektroniczną aparaturę kontrolno-pomiarową: multimetry, falomierze, generatory itp. oraz specjalistyczny sprzęt elektroniczny z zakresu automatyki i sterowania. „PMS elektronik" ul. Legionowa 23, 00-343 Warszawa. (EO/620/K/81

Obudowy, elementy mechaniczne urządzeń elektronicznych, sprzedam. Grzegorz Michalski, ul. Wrzeciono 8 m. 60, 01-961 Warszawa. EO/728/K/81

Efekty elektroniczne oraz wzmacniacze do gitar, oryginalne zestawy do gitary basowej, aparatury wokalowe, kompletne nagłośnienia oferuje: „ELEKTRONIKA MUZYCZNA" – inż. Jerzy Wroński, ul. Przybyszewskiego 113, PL 93-110 Łódź, tel. 497-18. Zainteresowanym wysyłamy informatory. EO/738/K/81

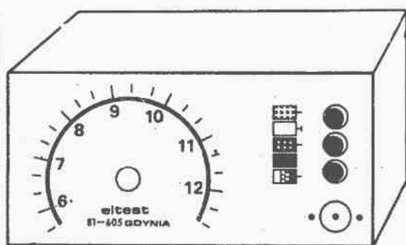
PŁYTKI DRUKOWANE: uniwersalne do układów scalonych, płytki do prostych urządzeń ze szczegółowymi opisami (sonda TTL, zasilacze stabilizowane, wskaźnik napięcia akumulatora...) wysyłamy za zaliczeniem pocztowym. „ELEKTRONIKA", skr. poczt. 1, 98-220 Zduńska Wola. NAPISZ PO KARTY KATALOGOWE! EO/131/K/82

Cd. na str. 32

MULTIPLEKSER OSCYLOSKOPOWY OMC-8

jednoczesna obserwacja do ośmiu sygnałów TTL do współpracy z wejściem „Y" dowolnego oscyloskopu.

Zamówienia przyjmuje:
Instytut Łączności w Warszawie
Oddział w Pułtusku
ul. M. Skłodowskiej-Curie 9
06-100 Pułtusk
skr. poczt. 15
tel. 27-77 EO/126/K/82



GENERATOR TV OBRAZÓW

biała krata-kropki-gradacja-biel-tło

Dostarczany także w zestawach do montażu.
Szczegóły w prospektach i w nrze 2/81
GENERATORY do lokalizacji uszkodzeń:
VIDEO-TEST telewizyjny
FONO-LUX radiowy
Szczegółowa instrukcja.
Roczna gwarancja.
Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze.
ELTEST 81-605 Gdynia, Słoneczna 64
EO/3/K/82

Radioelektronik

CZERWIEC 1982 ● ROCZNIK XXXIII (37)

3 '82

Z KRAJU I ZE ŚWIATA 1
ELEKTROAKUSTYKA
Dynamika 3
Urządzenie do wytwarzania efektów dźwiękowych – Grzegorz Wodzinowski 4
Stereofoniczny korektor charakterystyki częstotliwości – Edward Liberadzki 6
Zniekształcenia TIM w praktyce . . . . okł. III
TECHNIKA RiTV
Radiobudziki – Stanisław Celmer 8
MIERNICTWO ELEKTRONICZNE
Generator funkcyjny z układem scalonym ICL8038 – cz. I – Paweł Dziubiński, Ludwik Bruno-Kamiński 12
Przetwornik napięcie-częstotliwość – Marek Piotrowski 24
PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE
Układ scalony L200 i jego zastosowanie – Cezary Rudnicki 14
Układ scalony uniwibratora UCY74123N – Janusz Rezler 19
PRZEGLĄD SCHEMATÓW
Przenośny odbiornik radiofoniczny LENA 16
Zasilacz do przyczepy kempingowej 18
TECHNIKA CYFROWA
Układ scalony uniwibratora UCY74123N – Janusz Rezler 19
ELEKTRONIKA DOMOWA
Automatyczne włączanie światła rowerowego podczas postoju 23
Tyrystorowy regulator temperatury o mocy do 3 kW – Tadeusz Berdys 29
ELEKTRONIKA SAMOCHODOWA
Dźwiękowa sygnalizacja przypominająca o włączonych światłach w samochodzie 25
RADIOAMATORSTWO W LOK
Łącznościowcy LOK podsumowali swoją działalność – Antoni Giedrojc 26
KRÓTKOFALOWIEC POLSKI 27
URZĄDZENIA ZASILAJĄCE
Uniwersalny zasilacz napięcia stabilizowanego – Jan Sawicki 31
RÓŻNE
Pomysł i realizacja
Przystosowanie magnetofonu M2404S do pracy z wkładką magnetyczną – Krzysztof Kontek okł. IV

WYDAWNICTWO

NACZELNA ORGANIZACJA TECHNICZNA

CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH



SIGMA

ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi**: – dr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, dr inż. Zbigniew Kulka, inż. Jerzy Węglewski – SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.

Przedstawiciel ZG LOK – ppłk Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował – Witold Rębkowski

Artykułów nie zamówionych Redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów.

Prenumeratę na kraj przyjmują: Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" od instytucji, organizacji społeczno-politycznych, jednostek gospodarki uspołecznionej i innych zakładów pracy zlokalizowanych w miastach – uzgadniając sposób dostawy lub odbioru zamówionej prasy; dotychczasowi prenumeratorzy indywidualni w miastach mogą zamawiać czasopisma przez macierzyste zakłady pracy. Zamówienia zbiorowe, wraz z załączonymi (do wglądu) dowodami wpłaty prenumeraty pocztowej na rok 1981, należy złożyć we właściwym terytorialnie oddziale RSW obsługującym dany zakład pracy w tzw. prenumeracie instytucjonalnej; urzędy pocztowe na wsi i wiejscy doręczyciele od instytucji i zakładów pracy zlokalizowanych na terenie wiejskim oraz od osób fizycznych mieszkających na tych terenach.
Przedpłaty przyjmowane są w terminach: do 25 listopada – na rok następny, I kwartał i I półrocze; do 10 marca – na II kwartał; do 10 czerwca – na III kwartał i II półrocze; do 10 września – na IV kwartał.
Cena prenumeraty rocznej 360 zł, półrocznej 180 zł, kwartalnej 90 zł.
Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV O/M Warszawa, nr 1153-201045-139-11 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę jest droższa od prenumeraty krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla instytucji i zakładów pracy.
OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy – WCT NOT SIGMA, ul. Świętokrzyska 14 a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34 w godz. 10.30–13.30. **Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.**

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 2109/CD. Nakład 150 000 egz. Z-31. Ark. druk. 4,5. Skład techniką Linotron 505 TC. Cena zł 30. Numer zamknięto 31.V.1982 r.

■ **Węgrzy planują wprowadzenie systemu Teletext (telegazeta)** i w tym celu rozpoczynają produkcję odpowiednich urządzeń w znanej wytwórni telewizorów Videoton. Użytkownik będzie wyposażony w małą przystawkę (wielkości kalkulatora), za pomocą której będzie wybierać żądany tekst. Początkowo przewiduje się odtwarzanie około 100 stron informacji tekstowych, zawierających nowości prasowe, prognozy pogody, programy teatralne i kinowe, wyniki sportowe i materiały szkoleniowe. Projektuje się również zakodowanie tą drogą całej encyklopedii. Należy podkreślić, że Węgry są koordynatorem prac rozwojowych nad telegazetą w krajach RWPG.

■ **W Związku Radzieckim utworzono nowy system telewizji satelitarnej „Moskwa"**, pokrywający programem europejską część ZSRR, tereny Uralu, Syberii i dalekiego Wschodu. System ten uzupełnia poprzednie systemy „Orbita" i „Ekran" umożliwiając rozsyłanie dwóch programów telewizyjnych.

■ **Sharp Corp.** – jeden z największych producentów japońskich sprzętu elektronicznego zwiększył produkcję magnetowidów z 60 tys. miesięcznie w 1981 r. do 100 tys. w 1982 r., przy czym 70% tej produkcji przeznaczono na eksport.

■ **W Szwecji powstaje sieć nadajników lokalnych zarządów miejskich**, o niedużej mocy, wyposażonych w bardzo proste studio z gramofonem i magnetofonem, przy czym władze administracyjne uważają, że stacje te są dobrym uzupełnieniem radiofonii państwowej Sveriges Radio. Nadajniki lokalne nie nadają reklam, ale są w dyspozycji grup religijnych, klubów sportowych, związków zawodowych i organizacji imigrantów, które oczywiście pokrywają koszty utrzymania stacji. Eksperymentalne stacje zorganizowano przed trzema laty; potwierdziły one potrzebę istnienia takich nadajników lokalnych.

■ **Zautomatyzowana sieć radiotelefoniczna w Skandynawii**, umożliwiająca przeprowadzanie rozmów telefonicznych między osobami znajdującymi się w samochodzie a abonentami stałymi, została uruchomiona w Szwecji i Norwegii w 1981 r., zaś w Danii i Finlandii w początkach br. Dotychczas radiotelefony obsługiwane były przez ręczne centrale. W ciągu najbliższych 10 lat sieć ta ma obsługiwać 200 tys. abonentów autotelefonicznych. Firma Siemens w Monachium, współpracując z filią w Norwegii, opracowała do tego celu zestaw nadawczo-odbiorczy o wielkości pudełka do butów, łatwy do umieszczenia w bagażniku lub pod siedzeniem oraz mikrotelefon z tastaturą (fot. obok), wyposażoną poza tym w pamięć elektroniczną, za pomocą której może być zapisanych 35 numerów telefonicznych i zgodnie z życzeniem automatycznie wybieranych. Poza tym również numer abonenta nie zapisanego w „pamięci" jest automatycznie powtarzany, jeżeli był zajęty, przez układ elektroniczny wbudowany w mikrotelefonie. Numer wybranego abonenta wyświetlany jest jednocześnie na wyświetlaczu. Cały radiotelefon z anteną oraz dodatkowy wbudowany akumulator, mogą być przeniesione z samochodu w okresie weekendowym, np. do łodzi lub do domku kempingowego i służyć jako czasowy telefon.

■ **Philips-Austria** zainwestował około 10 mln dolarów w budowę fabryki małych kolorowych kineskopów. W ten sposób Austria będzie pierwszym krajem w Europie produkującym kolorowe kineskopy do przenośnych telewizorów. Należy podkreślić, że sprzedaż przenośnych telewizorów w Austrii wzrosła z 15 tys. sztuk w 1976 r. do 67 tys. sztuk w 1980 r., zaś firma Philips jest piątym w świecie pod względem wielkości producentem kineskopów. Aktualnie firma dysponuje dziewięcioma fabrykami kineskopów, z których siedem znajduje się w Europie.

■ **Organizacja Inżynierów Filmu i TV** (SMPTE USA) oraz Europejska Unia Radiowa (EBU) rekomendują 11 Grupie Studiów CCIR wprowadzenie standardu 13,5 MHz jako częstotliwości wybiórczej dla telewizji cyfrowej. Mimo zaawansowanych prac zarówno w zapisie jak i tworzeniu programów nie przewiduje się jeszcze wprowadzenia międzynarodowego magnetowidowego zapisu cyfrowego w ciągu najbliższych 5 lat.

■ **PULSAM** – to nowy system impulsowej modulacji w radiofonicznych nadajnikach krótkofalowych firmy Marconi, która obok firmy AEG-Telefunken (PANTEL) opracowała nową generację nadajników o dużej sprawności przemysłowej, co ma szczególne znaczenie w oszczędności energii obiektów nadawczych dużej mocy. System PULSAM wykorzystuje zalety modulacji impulsowej oraz modulacji klasy B, uzyskując dzięki modulatorowi małej mocy zwiększenie sprawności o około 10%. W miejsce modulowanych w szerokości impulsów (PANTEL), w systemie PULSAM modulator wpływa na moc wstęg bocznych, co wymaga tylko dwóch lamp małej mocy w modulatorze. W układzie użyto również szybko przełączające diody, nie wymagające chłodzenia.

■ **Japońska firma Mitsubishi** produkuje już seryjnie dwukanałowe magnetofony studyjne (X-80A) i przenośne (X-80) z zapisem cyfrowym. Zapewniają one dynamikę 90 dB, pasmo 20 Hz do 20 kHz, zniekształcenia mniejsze od 0,05%, zaś wahania prędkości przesuwu taśmy są ograniczone do minimum i zależą tylko od dokładności i stabilności oscylatora kwarcowego. Magnetofon pracuje na normalnej taśmie o szerokości 8 mm przy prędkości przesuwu 38 cm/s.

■ **Stereofonia i drugi dźwięk w telewizji** wprowadzono w RFN (pierwszy kraj w Europie) we wrześniu 1981 r. z okazji Międzynarodowej Wystawy Radiowo-Telewizyjnej w Berlinie. Programem stereofonicznym objęto około 30 nadajników drugiego programu telewizyjnego. Za publikacją firmy Rohde-Schwarz, która wspólnie z Pocztą Niemiecką opracowała system i urządzenia, podajemy poniżej dane techniczne systemu.

Drugi dźwięk nadaje się na dodatkowej podnośnej (5,742 MHz), oddalonej od podnośnej pierwszej (5,5 MHz) o 242 kHz z offsetem równym połowie linii. Każda z tych podnośnych jest modulowana częstotliwościowo z dewiacją równą 30 kHz dla poziomu nominalnego. Dla odróżnienia w nadajniku i odbiorniku jaki w danym programie jest nadawany dźwięk (monofoniczny czy stereofoniczny lub też niezależny drugi dźwięk), na szesnastej linii przesyłany jest



odpowiednio zakodowany sygnał rozpoznawczy. W kanale drugim dodatkowo jest przesyłany sygnał pilotujący o częstotliwości 53,7 kHz, który przy programie monofonicznym jest nie modulowany, przy stereofonicznym modulowany jest w amplitudzie sygnałem o częstotliwości 117 Hz, a przy dwóch niezależnych dźwiękach sygnałem 274 kHz. Stosunek amplitudy sygnału obrazu do dźwięku w nadajniku wynosi dla kanału pierwszego 13 dB, zaś dla drugiego 20 dB, dzięki czemu nadajnik dźwięku nie jest przeciążony i nie powoduje zakłóceń w sąsiednim kanale. Zakodowane sygnały na szesnastej linii oraz sygnał pilotujący powodują, że w nadajniku przy programie stereofonicznym, tworzy się za pomocą specjalnego kodera kompatybilny dźwięk w kanale pierwszym (L+R):2, zaś w kanale drugim – informację R. W odbiorniku dla każdego dźwięku musi być oddzielny demodulator (intercarrier), przy czym przy programie stereofonicznym jest wprowadzony dodatkowo układ dematrycujący dla uzyskania informacji L i R. Przy nadawaniu programu o dwóch niezależnych dźwiękach, np. film z wersją oryginalną i dubbingiem, dodatkowy dekoder sterowany sygnałem pilotującym wprowadza drugi dźwięk do toru drugiego wzmacniacza m.cz. i głośnika.

Telewidz za pomocą przełącznika może wybrać sobie dowolnie wersję oryginalną lub dźwięk z dubbingiem.

■ **Wg Mackintosh Electronic Yearbook 1982** wartość globalnej produkcji urządzeń elektronicznych w Europie Zach. wyniosła w 1981 r. 82 mld dol. USA. Przewiduje się, że w 1982 r. produkcja ta osiągnie wartość 90 mld dol. Największym producentem jest RFN – 27%, dalej Anglia 21,5%, Francja 18,5%, Włochy i kraje Beneluxu po 9%, Skandynawia 7%, pozostałe 8%. Jeżeli chodzi o rynek półprzewodników, to około połowa jest importowana spoza Europy.

Ciekawe jest przeznaczenie urządzeń sprzedanych w Europie Zach. Przy globalnej wartości 88 mld dol. najwięcej, bo około 21% obejmują różnego rodzaju komputery, 19% elementy elektroniczne i podzespoły, 14,5% urządzenia konsumpcyjne (stagnacja w urządzeniach „audio", wzrost urządzeń „wideo"), 14,5% telekomunikacja, 12,5% przyrządy i urządzenia pomiarowe, 10% wojskowe, 5% biurowe („ksero" itp.), 3,5% medyczne i przemysłowe. Przewiduje się, że sprzedaż urządzeń wizyjnych (odbiorniki TV i magnetowidy) osiągnie wartość 9 mld dol. w 1985 r. Sama tylko liczba magnetowidów wzrośnie z 2 mln w 1981 r. do 4,6 mln sztuk w 1985 r.

■ **Produkcja płytek drukowanych,** których zastosowanie w urządzeniach elektronicznych wynosi ponad 86%, wyrażać się będzie wartością około 2,4 mld dol. w 1985 r. Obecna produkcja dla Zach. Europy wynosi około 1,3 mld dol. Wartość produkcji w USA wynosi około 2,7 mld, zaś w Japonii około 1 mld dol., 46% produkcji stanowią płytki obustronnie laminowane, 18% wielowarstwowe, a jednostronne laminaty tylko 7%. Interesujący jest wzrost produkcji laminatów na cienkich foliach z poliestru. Całkowita grubość takich płytek wynosi od 200 do 85 mikronów, przy czym grubość warstwy miedzi wynosi od 35 do 17,5 mikrona. Przewiduje się, że w 1985 r. już około 6% produkcji laminatów opartej będzie na elastycznej folii.

■ **L.M. Ericsson oraz Philips** otrzymały zamówienie na rozbudowę w ciągu kilku lat sieci telefonicznej oraz dostawę urządzeń i central dla ponad 1 miliona abonentów telefonicznych w Arabii Saudyjskiej. Wartość kontraktu przekracza sumę 4 mld dolarów.

■ **TELE-HEALTH** – projekt przesyłania obrazów telewizyjnych dla celów medycznych powstał w Kanadzie w 1977 r. Zastosowano system wolno analizowanych obrazów (slow-scan TV), a uzyskane sygnały są przesyłane normalnymi łączami telefonicznymi. Zwykle przed nadaniem materiały są przygotowane i zapisywane wraz z komentarzem na taśmie stereofonicznego magnetofonu kasetowego. W Kanadzie, gdzie na dużych przestrzeniach pomocą służyć może często tylko pielęgniarka lokalnego ośrodka zdrowia, system ten został wypróbowany z dużym powodzeniem.

■ **Pierwszy podwodny kabel światłowodowy** położono w jeziorze Waszyngton na głębokości około 70 m. Są to dwa kable, z których każdy zawiera 36 żył światłowodowych. Po przekazaniu do eksploatacji będą one służyć do przesyłania 48 400 rozmów jednocześnie.

■ **W miejsce akumulatora elektrochemicznego** wykorzystuje się kinetyczną energię obracającego się koła. Taki kinetyczny akumulator opracowano we Francuskiej Agencji Studiów Telekomunikacji (CNET). Jest to stalowy walec o średnicy 40 cm, wysokości 50 cm i masie 400 kg. Walec ten obracający się na magnetycznych łożyskach bez tarcia, z prędkością 12 000 obr/min, napędzając odpowiedni generator elektryczny, oddaje moc 3 kW w czasie 20 minut. Całe urządzenie jest zainstalowane w próżniowej komorze pod ziemią. Zaletami takiego kinetycznego akumulatora w stosunku do chemicznego są: brak kłopotliwego elektrolitu, ładowanie energią jest o wiele szybsze (rozpędzenie koła i utrzymywanie go w stałych obrotach), zajmuje mniej miejsca, nie wymaga specjalnego dozoru i zaprojektowany jest na pracę bez przerw w okresie 20 lat. Zastosowanie tego zestawu jest badane w różnych instalacjach telekomunikacji i zespołach wymagających zasilania bez przerw. Projektuje się nowe zestawy do magazynowania energii 1...2 kW na okres 10...15 minut, jak również trwają prace nad „akumulatorem" o mocy 10 kW.

■ **Europejska Agencja Kosmiczna (ESA)** podała do wiadomości, że po wystrzeleniu w grudniu ub.r. rakiety ARIANE z kosmodromu w Gujanie z satelitą MARECS-A do łączności z okrętami na Atlantyku, w pierwszej połowie br. wprowadzony będzie na orbitę drugi satelita z tej serii – MARECS-B dla pokrycia obszaru Oceanu Spokojnego. Oba satelity będą dzierżawione przez Międzynarodową Organizację INMARSAT, odpowiedzialną za uruchomienie i eksploatację satelitarnego systemu łączności z jednostkami pływającymi. Równocześnie z satelitą MARECS-B wprowadzony będzie na orbitę dodatkowy satelita SIRIO-2 do przesyłania danych meteorologicznych na terenie Afryki.

■ **STARLAB** – teleskop o średnicy 1 m ma być wprowadzony na orbitę w 1985 r. Teleskop ten wyniesiony ponad atmosferę umożliwi obserwację galaktyk na krańcu widzialnego wszechświata. W opracowaniu systemu biorą udział USA, Kanada, Australia i Francja. Między innymi Australijski Uniwesytet Państwowy opracowuje układ wykrywający fale świetlne o natężeniu 1 fotonu.

■ **W ramach sieci hoteli Holiday Inn.** zorganizowano w ciągu lat 1980/81 14 wideokonferencji (system Hi-Net) za pomocą satelitarnych stacji naziemnych. Największa konferencja miała miejsce 1 kwietnia 1981 r. (seminarium dla finansistów), w której wzięło udział około 5000 uczestników, pomieszczonych w 100 hotelach. Aktualnie sieć ta obejmuje stacje naziemne przy 170 hotelach w 40 stanach. Do końca 1981 r. miało być zainstalowanych około 250 stacji (tylko dla odbioru). Oprócz sieci Holiday Inn. w USA jest jeszcze kilka organizacji, które dysponują łącznie ponad 400 stacjami naziemnymi (stan na koniec 1980 r.). Obecnie na terenie USA eksploatowanych jest ponad 4000 stacji naziemnych, z których ponad 3300 służy do odbioru programów telewizyjnych oraz rozsyłania w sieciach telewizji kablowej.

■ **GTE-Satellite Corp. oraz RCA** budują system G-STAR dla łączności satelitarnej opartej na trzech satelitach, który ma służyć do przesyłania rozmów telefonicznych, transmisji danych i obrazów do 50 Stanów. System ma pracować w pasmie 12/14 GHz i umożliwi przesyłanie do 30 000 rozmów jednocześnie lub 300 dwukierunkowych wideokonferencji.

■ **CAD/CAM** (Computer aided design and manufacturing) – projektowanie i produkcja za pomocą komputera, to jedna z najszybciej rozwijających się dziedzin. Sprzedaż urządzeń dla tej technologii potroiła się w ciągu ostatnich trzech lat, a zwiększy się czterokrotnie w 1982 r. Wykazała to wystawa w Birmingham (Anglia) w październiku 1981 r., na której urządzenia demonstrowało ponad 25 firm.

■ **„Super Shottky Diode"** – dioda opracowana w Japonii, pracuje w oparciu o zjawisko nadprzewodnictwa. Element ten zawiera niob, metal o dużym nadprzewodnictwie, połączony z półprzewodnikiem z arsenku galu i jest chłodzony do temperatury 4,2°K. Dioda ta ma 20-krotnie większą czułość przy detekcji fal milimetrowych i mikrofal, a znajdzie zastosowanie w technice satelitarnej i radioteleskopach.

■ **Badania nad wykorzystaniem ogniw słonecznych w technice samochodowej** prowadzą firmy AEG-Telefunken oraz Volkswagen. Na bagażniku samochodu Passat zamocowano ogniwa o łącznej powierzchni 2 m², które przy 10% sprawności wytwarzają moc rzędu 160 W. Energia ta jest wykorzystana do ładowania akumulatora zamiast alternatora-prądnicy, dając oszczędność w zużyciu benzyny około 5% (przy 15 000 km rocznie oszczędza się 75 litrów benzyny). Przy obecnych kosztach ogniw jest to wykorzystanie jeszcze nieekonomiczne, ale po obniżeniu tych kosztów oraz wzroście kosztów benzyny, wydatek zamortyzuje się w ciągu kilku lat. Inne wykorzystanie, to zasilanie instalacji klimatyzacyjnej w samochodach jeżdżących w krajach o dużym nasłonecznieniu.

■ **Japoński przemysł elektroniczny** wyeksportował w 1981 r. ponad 5 mln sztuk odbiorników telewizyjnych kolorowych oraz ponad 3,4 mln sztuk magnetowidów.

Dynamika

Określenie dynamika pojawia się często w artykułach z dziedziny elektroakustyki i fonografii. Jest ono jednak często mylnie interpretowane, co prowadzi do nieporozumień. Poniżej postaramy się zwięźle wyjaśnić niektóre wielkości wiążące się z pojęciem dynamiki oraz przedstawić problem uzyskania właściwej dynamiki audycji transmitowanej.

Określenie dynamika, ogólnie biorąc, dotyczy zakresu między najmniejszą i największą wartością. Zależnie od tego jakich wielkości te wartości graniczne dotyczą można rozróżnić kilka rodzajów dynamiki.

Dynamika źródła dźwięku. Jako dynamikę rozumiemy w tym przypadku zakres między najsłabszymi i najsilniejszymi dźwiękami wytwarzanymi przez dane źródło: Na przykład, moc akustyczna bardzo cicho grających skrzypiec wynosi 40 μW. Największa moc wielkiej orkiestry symfonicznej może sięgać kilkudziesięciu watów. Dynamika wielkiej orkiestry symfonicznej wynosi więc 70 dB. Dynamika orkiestr rozrywkowych jest mniejsza i wynosi 40...60 dB. Poszczególne instrumenty muzyczne mają dynamikę do 50 dB.

Dynamika systemu (urządzenia) transmisyjnego. Dynamika jest w tym przypadku wyznaczana odstępem między największą wartością poziomu sygnału, a poziomem szumów. W przypadku poszczególnego urządzenia, jak np. wzmacniacza m.cz., największa wartość sygnału jest wyznaczona z warunku na największe dopuszczalne zniekształcenia nieliniowe. W przypadku łańcucha urządzeń stanowiących określony system, największa wartość sygnału jest ustalona z uwzględnieniem własności wszystkich ogniw. Dolną granicę wyznaczającą zakres dynamiki w obu przypadkach stanowi poziom szumów. Spośród urządzeń wchodzących w skład toru elektroakustycznego najmniejszą dynamikę mają magnetofony (analogowe), szczególnie domowe magnetofony kasetowe. Rozpowszechniły się systemy polepszające odstęp sygnału od szumów w magnetofonach (Dolby B, Dolby C, HIGH-COM, dbx i inne). Niewielką dynamikę ma często transmisja radiofoniczna w zakresie fal długich i średnich z powodu wysokiego poziomu szumów i zakłóceń.

Dynamika audycji. Sygnały audycji przeznaczonej do transmitowania lub zapisania na płytach i taśmach muszą być dostosowane pod względem dynamiki do możliwości systemu technicznego (obejmującego urządzenia transmisyjne, zapisujące, odbiorcze) i przewidywanych warunków odsłuchu. Dynamika źródeł dźwięku jest przeważnie zbyt wielka i zachodzi konieczność jej odpowiedniego zmniejszenia. Następuje to w procesie technicznej realizacji audycji. Dobranie właściwej dynamiki audycji i zachowanie przy tym jej walorów artystycznych jest trudnym i wciąż nie rozwiązanym do końca problemem.

Zależnie od przeznaczenia i rodzaju audycji dynamika sygnałów jest ograniczana do 35...50 dB. Dynamika mowy przy przekazywaniu informacji, dyspozycji i rozkazów bywa ograniczana do jeszcze mniejszych wartości.

Dynamika odsłuchu. Słuchacz korzysta z audycji w określonych, często zmiennych w czasie, warunkach wywierających znaczny wpływ na dynamikę jej odsłuchu. Największe natężenie dźwięku jest ograniczone różnymi przyczynami (warunki mieszkaniowe, sąsiedzi, współmieszkańcy, własności psychofizyczne słuchu, posiadana aparatura). Panujące w miejscu odsłuchu szumy i zakłócenia (pochodzące ze źródeł znajdujących się w mieszkaniu lub ze źródeł zewnętrznych) maskują ciche dźwięki pożądanej audycji uniemożliwiając ich słyszenie w mniejszym lub większym stopniu. Szumy i zakłócenia w miejscu odsłuchu ograniczają więc dynamikę od dołu. Można więc powiedzieć, że dynamika odsłuchu jest tym, co pozostaje z dynamiki audycji w konkretnych warunkach słuchania audycji. Ponieważ warunki słuchania audycji są bardzo różne, dynamika odsłuchu może mieć różną wartość.

Natężenie szumów w pomieszczeniach mieszkalnych wynosi 30...50 dB. Ponieważ poziom maksymalnego natężenia audycji przyjmuje się jako wynoszący 75...90 dB, dynamika odsłuchu może w niekorzystnych przypadkach wynosić 25...30 dB. Ocena jest tu utrudniona, bowiem słuch reaguje inaczej niż przyrządy pomiarowe. Wiele zależy od charakteru dźwięków, szumów i zakłóceń.

Dynamika subiektywna. Słuch ludzki ma określone własności. Zakres słyszenia rozciąga się od tzw. dolnej granicy słyszalności (różnej u poszczególnych ludzi i przesuwającej się ku górze u osób starszych) do granicy bólu stanowiącej górną granicę słyszalności. Jak wiadomo odstęp między tymi granicami jest różny dla tonów o różnej wysokości. O ile dla tonów średnich i wysokich można przyjąć, że zakres ten wynosi średnio 100 dB, to w odniesieniu do tonów niskich maleje do 50 dB. Własności organu słuchu wyznaczają więc zakres dynamiki dźwięków słyszalnych. Pod pojęcie dynamiki subiektywnej można by zakwalifikować dynamikę subiektywną pożądaną. Ta ostatnia jest to optymalna dynamika audycji danego rodzaju słuchania w określonych warunkach. Na przykład, jest subiektywnie pożądane, aby dziennik radiowy odczytywany przez lektora miał małą dynamikę dźwięków mowy, bowiem chodzi w tym przypadku o dobrą zrozumiałość przy umiarkowanej głośności maksymalnej.

Dynamika źródeł dźwięku jest przeważnie większa niż pożądana dynamika audycji. Zachodzi więc konieczność zmniejszenia dynamiki. Jest to zabieg trudny i słabo poddający się automatyzacji, wobec konieczności zachowania w maksymalnym stopniu walorów artystycznych audycji. W ostatnim etapie zabieg ten realizuje inżynier lub technik dźwięku zmieniając ręcznie położenie tłumika regulującego poziom sygnałów przesyłanych do zapisania na taśmie magnetycznej lub emitowanych. Musi on dobrze znać utwór muzyczny lub treść (przebieg) audycji słownej, aby mógł działać wyprzedzająco, dbając o odpowiednie zmniejszenie dynamiki i jednocześnie o właściwy wyraz artystycznej audycji.

Skonstruowanie odpowiedniego urządzenia działającego automatycznie (kompresora dynamiki) okazało się bardzo trudne, bowiem urządzenie nie powinno zniekształcać rzeźby dynamicznej audycji i wnosić dodatkowych zniekształceń związanych z jego działaniem. Bardzo staranne badania wykazały, że jest możliwe zmniejszenie dynamiki za pomocą automatycznego urządzenia, przy spełnieniu ostrych wymagań jakościowych obowiązujących studia fonograficzne – tylko do 10 dB.

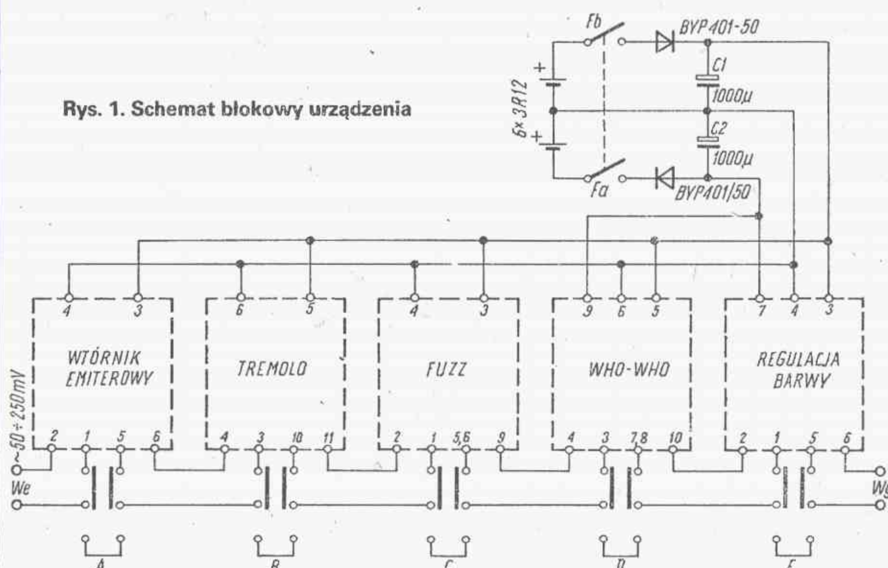
Dla zmniejszenia trudności związanych z korygowaniem dynamiki w torze elektroakustycznym, dąży się do odpowiedniego przygotowania materiału wyjściowego audycji, czyli właściwego wykonania utworu muzycznego lub słuchowiska w studio. Reżyser audycji i jej realizator akustyczny współpracują z dyrygentem orkiestry lub wykonawcami audycji słownej dążąc do tego, aby audycja miała właściwy wyraz artystyczny przy dynamice ograniczonej do wartości podyktowanej wymaganiami radiofonii czy też fonografii. Taki kompleksowy sposób postępowania obejmujący i źródło i tor elektroakustyczny daje bardzo dobre rezultaty.

Warto na zakończenie podkreślić, że niewłaściwie skorygowana pod względem dynamiki audycja nie poddaje się praktycznie późniejszemu naprawieniu. *A.W.*

Urządzenie do wytwarzania efektów dźwiękowych

GRZEGORZ WODZINOWSKI

Coraz łatwiej dostępne analogowe układy scalone pozwalają na konstruowanie prostych układów elektronicznych umożliwiających uzyskiwanie specjalnych efektów dźwiękowych w brzmieniu gitary elektrycznej. Opisane poniżej urządzenie charakteryzuje się bardzo prostą konstrukcją, małą liczbą i niewielką różnorodnością elementów składowych. Urządzenie zostało zaprojektowane w taki sposób, aby mógł je wykonać i uruchomić nawet mało doświadczony elektronik-amator. Układy przeznaczone do uzyskania poszczególnych efektów (tremolo, fuzz, who-who i regulator barwy dźwięku) zaprojektowano jako oddzielne moduły, z których każdy może być stosowany oddzielnie lub w dowolnych zestawieniach. Pełny zestaw wchodzący w skład urządzenia modelowego przedstawiono na rysunku 1.

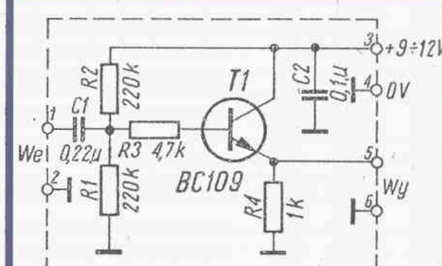


Rys. 1. Schemat blokowy urządzenia

Pewne zastrzeżenia może budzić zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych ULY7741N, które to wzmacniacze nie nadają się do stosowania w sprzęcie elektroakustycznym wysokiej klasy ze względu na znaczne szumy własne. W danym przypadku amatorskiego urządzenia, zastosowanie tych wzmacniaczy nie wpływa w istotny sposób na jakość dźwięku. Modelowe urządzenie współpracuje z gitarą i wzmacniaczem tranzystorowym o mocy 50 W dając dobre wyniki.

Na wejściu układu znajduje się moduł wtórnika emiterowego (rys. 2), którego zadaniem jest przystosowanie impedancji wejściowej układów do współpracy z gitarą elektryczną o wielkiej impedancji wyjściowej. Stosując gitarę o małej impedancji wyjściowej należy odłączyć moduł za pomocą przełącznika A (patrz rys. 1). Układ wtórnika emiterowego jest typowym układem o impedancji wejściowej około 100 kΩ i wyjściowej około 1 kΩ.

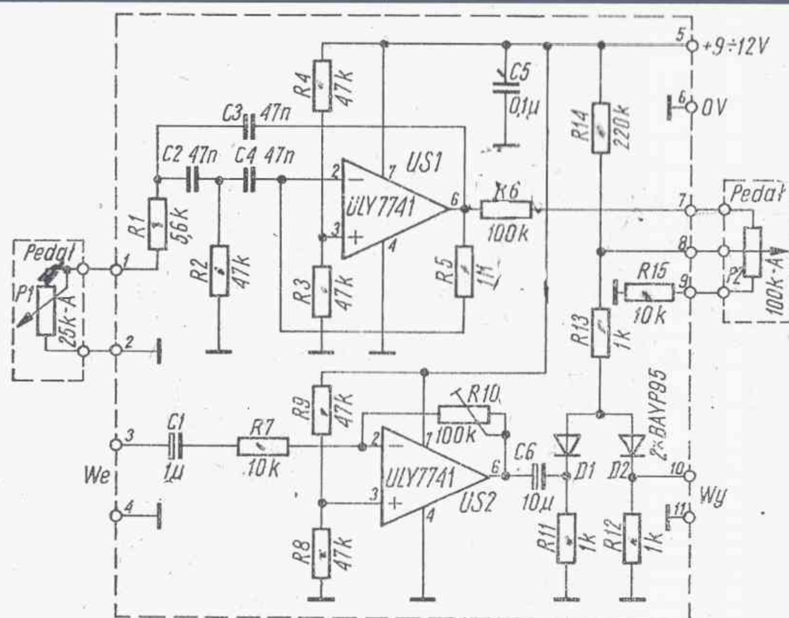
Przełącznikiem B włącza się moduł „tremolo" (rys. 3). Konstrukcja tego modułu oparta jest na dwóch wzmacniaczach scalonych. Wzmacniacz US1 spełnia funkcję generatora wolnych przebiegów sinusoidalnych o częstotliwości 1...10 Hz, a US2 funkcję wzmacniacza o regulowanym wzmocnieniu. Przebieg sinusoidalny otrzymywany z generatora (US1) moduluje za pośrednictwem bramki diodowej (D1 i D2) sygnał akustyczny gitary. Regulacja modułu ogranicza się do takiego ustawienia suwaka potencjometru R10, aby wartość zmodulowanego przebiegu nie była większa od przebiegu wejściowego, czyli aby wzmocnienie modułu było równe jedności. Przy regulowaniu potencjometru R10 należy uważać, aby nie zmniejszyć wartości jego rezystancji poniżej 10 kΩ. Potencjometr P1 napędzany dźwignią pedałową reguluje częstotliwość drgań generatora. Potencjometr P2,



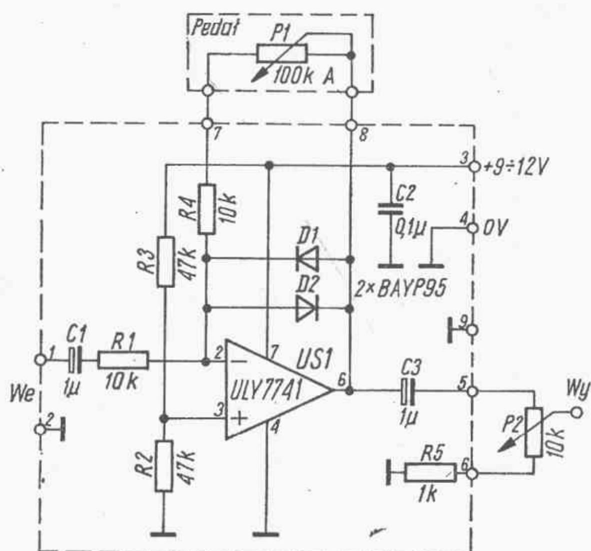
Rys. 2. Moduł wtórnika emiterowego

napędzany również dźwignią pedałową, reguluje głębokość modulacji przebiegu akustycznego.

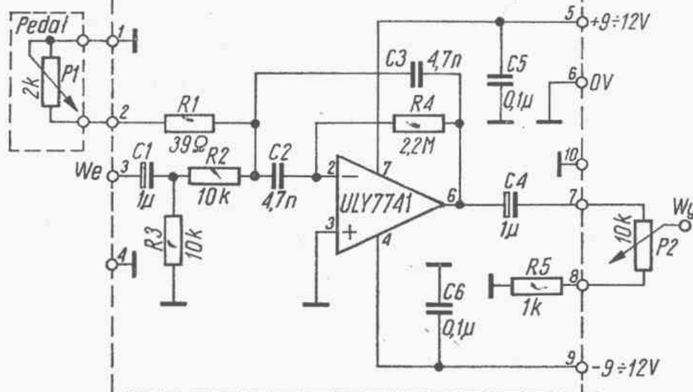
Następnym modułem włączanym przełącznikiem C jest układ „fuzz" (rys. 4). Efekt obcinania sygnału uzyskuje się dzięki stosowaniu specjalnego sprzężenia zwrotne-



Rys. 3. Moduł efektu „tremolo"

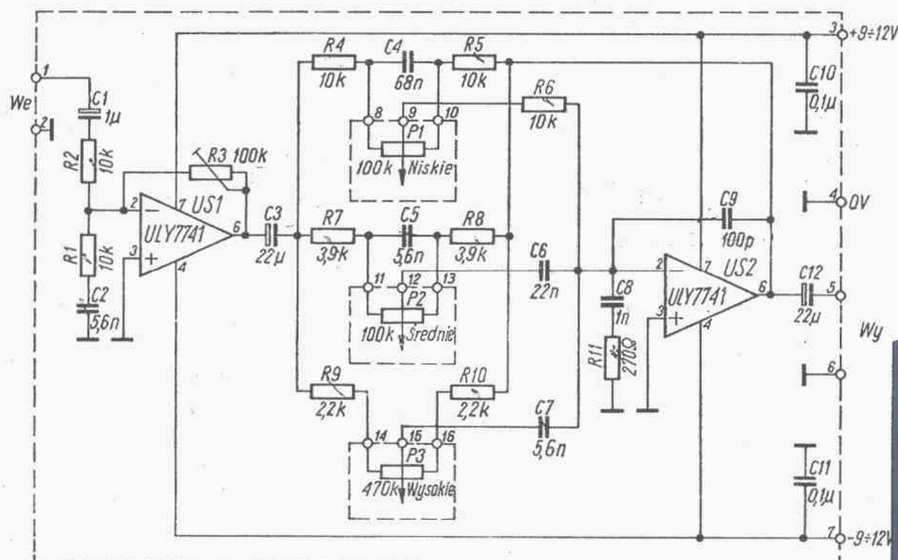


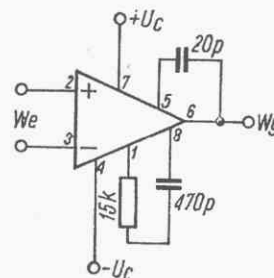
Rys. 4. Moduł efektu „fuzz"



Rys. 5. Moduł efektu „who-who"

Rys. 6. Moduł regulacji barwy dźwięku





Rys. 7. Schemat korekcji wzmacniaczy operacyjnych serii 709

go obejmującego wzmacniacz US1. Pętla sprzężenia zwrotnego składa się z dwóch przeciwnie włączonych diod D1 i D2 oraz przyłączonego równolegle do nich potencjometru P1 (napędzanego dźwignią pedałową). Zadaniem tego potencjometru jest ustalenie wartości wzmocnienia układu scalonego US1. Gdy wzmocniony sygnał akustyczny osiągnie wartość przekraczającą nieco wartość napięcia przewodzenia diody (około 1 V), ustala się w układzie pewna równowaga, a jednocześnie wprowadzane są zniekształcenia polegające na obcinaniu dolnej i górnej części przebiegu akustycznego, co jest istotą efektu „fuzz". Im rezystancja potencjometru P1 ma większą wartość, tym mniejszy sygnał wejściowy powoduje powstawanie tego efektu. Potencjometr P2 służy do ustalenia wartości napięcia wyjściowego tak, aby wmocnienie modułu było równe jedności.

Przełącznikiem D włączany jest moduł „who-who" (rys. 5). Układ tego modułu jest typowym aktywnym filtrem pasmowo-przepustowym. Zmiana rezystancji potencjometru P1 od bardzo małej wartości do 2 kΩ powoduje przesuwanie pasma przepustowego filtra w zakresie 3 kHz do 300 Hz. Pasmo przepustowe o szerokości około 260 Hz jest wzmacniane o około 26 dB, czyli około 20-krotnie.

Przy doprowadzeniu do wejścia modułu sygnału akustycznego o amplitudzie 250 mV, częstotliwości zawarte w pasmie przepustowym mogą mieć na wyjściu filtra amplitudę około 5 V. Aby nie nastąpiło przesterowanie następnych stopni poziom sygnału na wyjściu modułu reguluje się potencjometrem P2.

Ostatnim modułem jest układ regulacji barwy dźwięku (rys. 6). Moduł jest zbudowany z dwóch wzmacniaczy operacyjnych. Wzmacniacz US1 ma za zadanie zapewnić wzmocnienie modułu o takiej wartości, aby dostosować wartość napięcia wyjściowego sygnału do czułości współpracującego wzmacniacza mocy. Wzmocnienie to ustala się rezystorem R3 w zakresie 1...10; należy przy tym pamiętać, że rezystor R3 nie może mieć wartości mniejszej od 10 kΩ. Rezystor R1 i kondensator C2 należy wmontować tylko w razie występowania sprzężenia elektroakustycznego między głośnikami i gitarą.

Regulacja barwy dźwięku jest realizowana w pętli sprzężenia zwrotnego obejmującej wzmacniacz US2. Potencjometr P1 reguluje częstotliwości małe (w zakresie +15 dB, –18 dB przy 30 Hz), potencjometr P2 – częstotliwości pośrednie (w zakresie +17 dB, –20 dB przy 1 kHz), potencjometr P3 – częstotliwości wielkie (w zakresie +17 dB, –16 dB przy 15 kHz).

Zastosowane w obwodach zasilania diody D1 i D2 (rys. 1) zabezpieczają układy przed skutkami odwrotnego przyłączania baterii. Układy są zasilane napięciem 9 V z sześciu baterii typu 3R12, przy poborze prądu wynoszącym około 50 mA. Komplet baterii wystarcza na kilkanaście godzin pracy urządzenia, co w warunkach amatorskich można uznać za wystarczające. Moduły skonstruowano w oparciu o wzmacniacze operacyjne serii 741 (ULY7741N). Można zastosować wzmacniacze operacyjne serii 709 lub wzmacniacze: MAA502, MAA503, MAA504. W tym przypadku należy wzmacniacze wyposażyć w elementy kompensacyjne, jak to przedstawiono na rys. 7.

LITERATURA

1. Nadachowski M., Kulka Z. – Analogowe układy scalone. WKŁ 1979
2. Miłosz A. – Uniwersalny wzmacniacz operacyjny typu ULY7741N. „Radioelektronik" 10/1980.

Stereofoniczny korektor charakterystyki częstotliwości

mgr inż. EDWARD LIBERADZKI

Korektory charakterystyki częstotliwości znane pod nazwą angielską jako „equalizer" (audio equalizer, graphic equalizer) coraz powszechniej wchodzą w skład zestawów elektroakustycznych Hi-Fi. Dzięki możliwości uwypuklenia lub osłabienia wybranej lub wybranych częstotliwości w zakresie akustycznym, korektor umożliwia uzyskanie takich efektów jak:

– skorygowanie niewłaściwej charakterystyki pomieszczenia odsłuchowego,
– zmniejszenia lub zniwelowanie nierównomierności charakterystyk przenoszenia przetwornika gramofonowego, wzmacniacza, kolumn głośnikowych,
– regulację barwy tonu.

Przy wykonywaniu nagrań umożliwia on uwypuklenie pewnych dźwięków lub instrumentów muzycznych, zmianę barwy dźwięku wybranych instrumentów lub uzyskanie efektów specjalnych.

Istnieje szereg rozwiązań konstrukcyjnych korektorów. Prawie wszystkie korektory są wykonywane w wersji stereofonicznej. Mają one niezależną regulację wzmocnienia dla poszczególnych częstotliwości kanału lewego i prawego lub wspólną regulację dla obu kanałów. Niewielki procent korektorów ma możliwość regulacji szerokości poszczególnych pasm częstotliwości, czyli regulacji dobroci (w zakresie 0,7...7) oraz możliwość przesuwania środkowej częstotliwości przenoszenia pasma w zakresie od ±1/3 do ±1,6 oktawy.

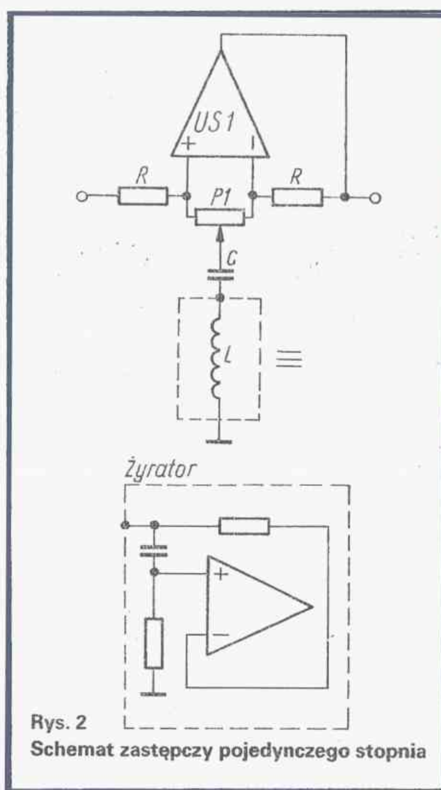
Najczęściej spotykanym rozwiązaniem jest korektor z podziałem częstotliwości co jedną oktawę, daje to dla pasma 20 Hz...20 kHz 10 częstotliwości regulowanych. Wersje uproszczone mają 5 częstotliwości regulowanych (co dwie oktawy). Profesjonalne korektory są wykonywane z podziałem co 1/3 oktawy. Powszechnie stosowany zakres regulacji wzmocnienia dla poszczególnych częstotliwości wynosi ±12 dB, w sporadycznych przypadkach ±15 dB.

Opracowany w OBRESPU* stereofoniczny korektor częstotliwości KS 7010 był przeznaczony dla prototypowego zestawu Hi-Fi w formie wieży, w obudowie 19-calowej (szerokość). Wybrano do realizacji wariant najczęściej stosowany: dwa niezależnie regulowane kanały, w każdym 10 częstotliwości (podział co jedną oktawę). Zakres regulacji na poszczególnych częstotliwościach wynosi ±12 dB. Ponieważ korektor jest włączony w zestawie elektroakustycznym między przedwzmacniacz a wzmacniacz mocy, parametry elektryczne muszą spełniać wymagania współpracy z tymi członami.

Wzmocnienie przy charakterystyce płaskiej (wszystkie nastawy potencjometrów regulujących na 0 dB) wynosi 1.

Filtry dla poszczególnych częstotliwości można zrealizować w dwu zasadniczych układach: w postaci filtrów aktywnych lub przy użyciu obwodu rezonansowego nastrojonego na daną częstotliwość. Pierwszy wariant wymaga stosowania dużej liczby układów scalonych (wzmacniacze operacyjne) oraz elementów RC o zawężonych tolerancjach. Wariant drugi jest prostszy i tańszy, wymaga mniej elementów. Został on zastosowany w omawianym korektorze.

Przyjęto następujące częstotliwości środkowe filtrów: 31, 62, 250, 500 Hz; 2, 4, 8, 16 kHz.



Rys. 2
Schemat zastępczy pojedynczego stopnia

Optymalna dobroć obwodu przy podziale co jedną oktawę wynosi około 2. Obwody rezonansowe wykonano przez zastąpienie indukcyjności układem żyratorowym (symulowana indukcyjność). Eliminuje się w ten sposób wykonywanie dużych cewek (dla częstotliwości 31 Hz indukcyjność wynosi ponad 4 H). Duże cewki (o dużej liczbie zwojów) są wrażliwe na zewnętrzne pole elektromagnetyczne. Występują przy nich kłopoty z eliminacją zakłóceń od strony sieci zasilającej (transformator sieciowy). Poza tym wyeliminowanie cewek upraszcza montaż oraz umożliwia zautomatyzowanie montażu przy produkcji seryjnej.

Na rysunku 1 przedstawiono schemat ideowy korektora, a dokładniej jego lewy kanał (kanał prawy jest identyczny). Na wejściu znajduje się wzmacniacz operacyjny US1 (μA748), w którego układzie impedancja wejściowa wynosi 48 kΩ, a wzmocnienie jest równe jedności. Sygnał wejściowy po przejściu wzmacniacza operacyjnego US1 jest doprowadzany do wejścia nieodwracającego drugiego wzmacniacza operacyjnego US2 (μA748). Jednocześnie między wejście nieodwracające a odwracające włączone są przez potencjometry suwakowe obwody rezonansowe nastrojone na kolejne częstotliwości (31 Hz...16 kHz).

Schemat zastępczy pojedynczego stopnia jest przedstawiony na rysunku 2.

Gdy suwak potencjometru P1 znajduje się w położeniu skrajnym lewym, uzyskuje się tłumienie sygnału wejściowego o częstotliwości rezonansowej obwodu LC wynoszące –12 dB. W położeniu skrajnym prawym suwaka potencjometru uzyskuje się podbicie sygnału wejściowego o +12 dB; w położeniach pośrednich uzyskuje się wartości zawarte między –12 a +12 dB. W stopniach symulujących indukcyjności zastosowano krajowe wzmacniacze operacyjne ULY7741N (μA741).

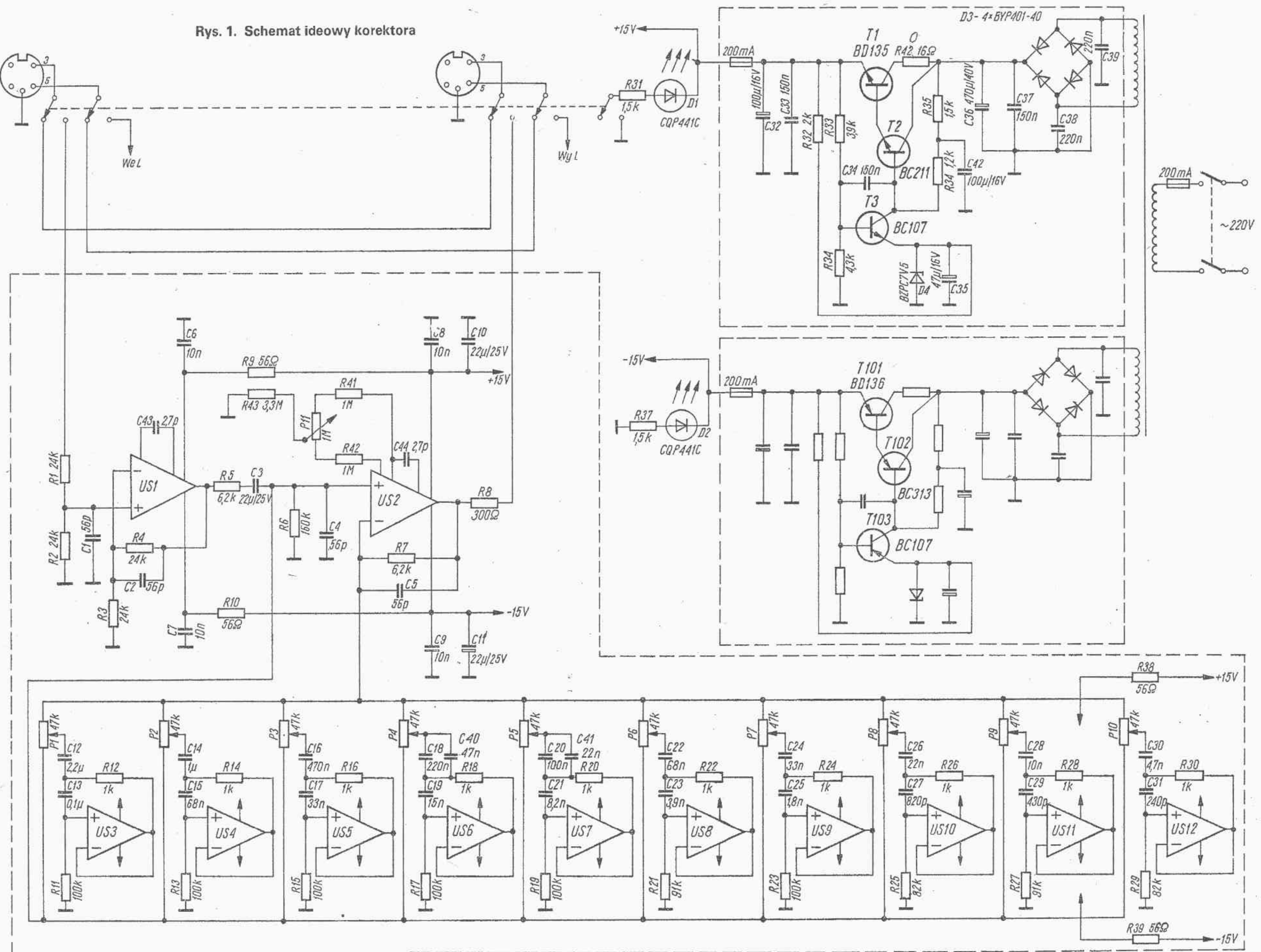
Kondensatory C1, C2, C4, C5 służą do obcięcia pasma przenoszonego od góry, aby zmniejszyć poziom szumów i zakłóceń w.cz.

Układ składający się z elementów R41, R42, R43, P11 służy do kompensacji niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego. Ponieważ wyjście jest galwanicznie sprzężone z następnym członem toru m.cz. (wzmacniaczem mocy), a korektor ma przełącznik umożliwiający ominięcie go, trzeba było zlikwidować stałe resztkowe napięcie wyjściowe wzmacniacza operacyjnego. Napięcie to powodowało w czasie przełączania stuki słyszalne w głośniku. Kondensatory C43 i C44 stanowią zewnętrzne elementy kompensujące wzmacniacze operacyjne.

Korektor jest wyposażony w dwa zasilacze stabilizowane dostarczające napięcia

* *Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Elektronicznego Sprzętu Powszechnego Użytku*

Rys. 1. Schemat ideowy korektora



+15 V i −15 V. Diody luminescencyjne sygnalizują włączenie urządzenia do sieci i włączenie lub ominięcie korektora.

A oto parametry korektora.
Pasmo przenoszenia: 20 Hz...20 kHz ±0,2 dB
Spadek wzmocnienia: −1,5 dB przy 70 kHz
Stosunek sygnału do szumu: 83 dB, nieważony (wejście zwarte rezystorem 4,7 kΩ).
Przesłuch między kanałami dla częstotliwości:
f = 1 kHz ⩾70 dB
f = 10 kHz ⩾62 dB
Zniekształcenia nieliniowe przy nastawieniu potencjometrów regulacyjnych na 0 dB dla częstotliwości:
f = 20 Hz ⩽0,009%
f = 1 kHz ⩽0,007%
f = 20 kHz ⩽0,015%
Zniekształcenia nieliniowe dla maksymalnych poziomów występujących przy uwypukleniu poszczególnych częstotliwości o +12 dB:
dla f = 32 Hz ⩽0,006%
dla f = 1 kHz ⩽0,006%
dla f = 16 kHz ⩽0,035%
Zniekształcenia intermodulacyjne: ⩽0,004%
Wszystkie pomiary były wykonywane przy nominalnym sygnale wejściowym Uwe = Uwy = 0,77 V.

W omawianym układzie korektora można zastosować w torze sygnałowym wzmacniacze operacyjne ULY7741N zamiast µA748. Spowoduje to jednak zwiększenie się zniekształceń nieliniowych dla większych częstotliwości. Dla częstotliwości f = 20 kHz i nominalnego poziomu 0,77 V wynoszą one około 0,08%, a dla częstotliwości f = 16 kHz i uwypukleniu sygnału o +12 dB zniekształcenia wynoszą około 0,15...0,2%.

Radiobudziki

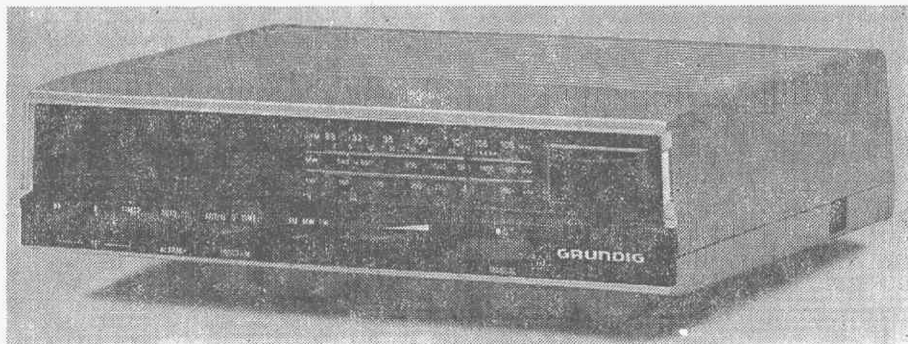
STANISŁAW CELMER

W połowie lat sześćdziesiątych pojawiły się urządzenia wyposażone w elektroniczny zegar cyfrowy i odbiornik radiowy. Urządzenia te zastępują klasyczne, mechaniczne budziki. Takie radiobudziki można podzielić w zależności od sposobu zasilania na dwie podstawowe grupy:
– stacjonarne, zasilane z sieci prądu przemiennego o częstotliwości 50 lub 60 Hz;
– przenośne, zasilane z wewnętrznych źródeł energii.
Radiobudziki stacjonarne są przeważnie wyposażone w zegary wykonane w technologii P-MOS i synchronizowane częstotliwością sieci zasilającej. Dokładność ich wskazań jest więc zależna od częstotliwości sieci i np. w krajach zachodnioeuropejskich zegary takie wskazują czas z dokładnością ±1 minutę na dobę. Bardzo rzadko są spotykane radiobudziki z zegarami kwarcowymi i rezerwowym zasilaniem.
Większość znanych firm europejskich z reguły w radiobudzikach wykorzystuje do wskazań czasu wskaźniki LED, natomiast firmy pozaeuropejskie (japońskie, filipińskie i z Hong-Kongu) stosują najczęściej wskaźniki fluorescencyjne, świecące niemęczącym wzroku zielonym kolorem. Oba rodzaje wskaźników mają najczęściej cztery cyfry o wysokości 1/2, 3/4 lub 1 cala. Jasność świecenia przeważnie jest regulowana ręcznie, w sposób ciągły, skokowo lub automatycznie w zależności od oświetlenia pomieszczenia, za pomocą elementu fotoelektrycznego umieszczonego koło wskaźnika.
Zegary w radiobudzikach stacjonarnych najczęściej wskazują czas w systemie 24-godzinnym (godziny i minuty) oraz czasami, po przełączeniu, ostatnią cyfrę minut i sekundy. Niewiele urządzeń ma możliwość wskazania daty. Natomiast wszystkie mają funkcję budzenia o zaprogramowanym przez użytkownika czasie przez włączenie sygnału-alarmu lub wcześniej ustawionego programu radiowego. Sygnał budzenia można zablokować na stałe lub na 24 godziny. Można także odraczać o 9 min w okresie do 59 min (tzw. drzemka). Możliwe jest także wyłączenie radia w zaprogramowanym czasie od 1 do 59 min (tzw. zasypianie).
Inne funkcje zegarów elektronicznych (opisane w artykułach inż. J. Rezlera w „Re" nr 4, 5, 6/80) w radiobudzikach stacjonarnych są rzadko wykorzystywane. Jest to związane z tym, że radiobudzik ma zastąpić budzik klasyczny, musi więc być tani i łatwy w obsłudze. Z tego też względu część radiowa takiego urządzenia jest najczęściej prosta. Są to odbiorniki przeważnie dwuzakresowe na fale średnie i ultrakrótkie, strojone ręcznie. Moc wyjściowa na ogół nie przekracza 1 W.
Radiobudziki stacjonarne z reguły nie są wyposażane w gniazda do dołączania urządzeń dodatkowych. Anteną na zakresie fal UKF jest kilkudziesięciocentymetrowy odcinek przewodu wyprowadzany z tylnej ścianki radiobudzika. Inne rozwiązanie anteny UKF polega na wykorzystaniu w tym celu kabla sieciowego przez nawinięcie na nim, na odcinku o długości kilkunastu centymetrów, kilkudziesięciu zwojów przewodu i dołączeniu jednego końca tego przewodu do wejścia antenowego głowicy UKF. Jest to odpowiednik znanej radioamatorom tzw. anteny sieciowej (świetlnej).

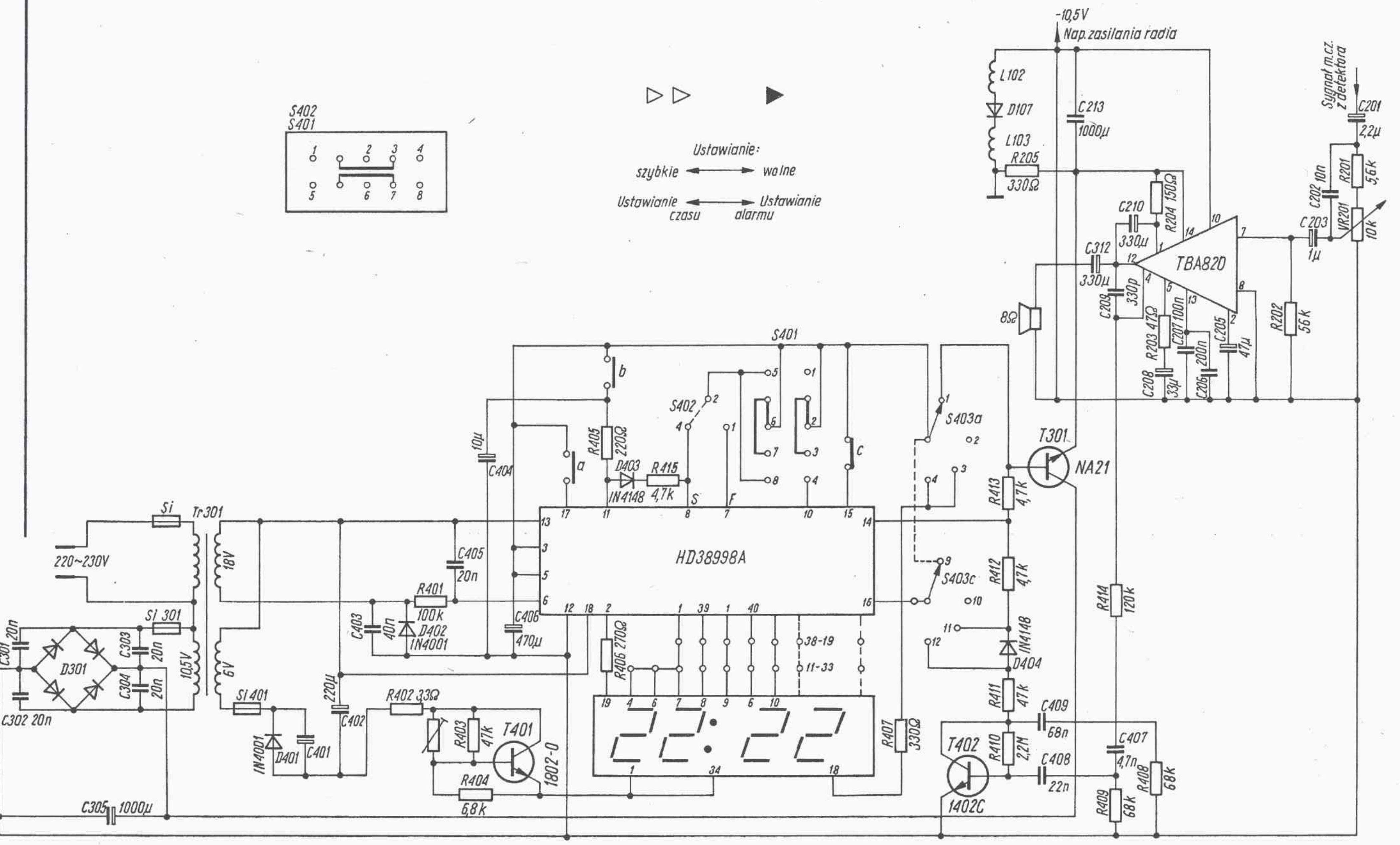
Układy radioodbiorników wchodzących w skład radiobudzików prawie nie różnią się od typowych, prostych rozwiązań samodzielnych odbiorników. Inaczej jest tu rozwiązane tylko doprowadzenie zasilania – przez tranzystor (spełniający funkcję wyłącznika) sterowany układem zegara w taki sposób, aby spełnić funkcję „budzenia" i „zasypiania". Wzmacniacz m.cz. radioodbiornika jest wykorzystany również do wzmocnienia sygnału alarmu.

Typowym przykładem radiobudzika stacjonarnego jest „sono-clock 60" firmy Grundig. Podobny model tej firmy przedstawiono na rys. 1. Zawiera on dwuzakresowy (fale średnie i UKF) odbiornik radiowy zbudowany, z wyjątkiem wzmacniacza m.cz., na elementach dyskretnych. Układ elektryczny części radiowej jest bardzo prosty (6 tranzystorów). Zastosowano mieszacze samowzbudne na obu zakresach oraz wspólny wzmacniacz pośr.cz. We wzmacniaczu m.cz. zastosowano układ scalony TBA820. Odbiornik ma tylko regulację wzmocnienia,

Rys. 1. Radiobudzik firmy Grundig



Rys. 2. Schemat części budzikowej radiozegara „sono-clock 60" f-my Grundig



W części budzikowej „sono-clock 60" (rys. 2) zastosowano układ zegarowy HD38998A (synchronizowany częstotliwością sieci) oraz czterocyfrowy wskaźnik LED. W radiobudziku wykorzystano funkcje zasypiania (wyłączenie odbiornika po upływie od 1 do 59 min) i drzemki (odraczanie budzenia o 9 min przez okres do 59 min). Jako alarm służy sygnał akustyczny lub włączone zostaje radio. Układ zegara steruje tranzystor T301, którym włączane jest zasilanie radioodbiornika. Tranzystor T402 generuje sygnał akustyczny (ok. 800 Hz) wykorzystywany przy budzeniu. Jasność świecenia wskaźnika LED jest automatycznie regulowana (w zależności od oświetlenia pomieszczenia) za pomocą tranzystora T401. Czujnikiem oświetlenia jest fotorezystor umieszczony na przedniej ściance zegara, włączony między bazą i kolektorem T401.

Radiobudziki przenośne spełniają funkcje budzika podróżnego i radia. Stosowane są w nich elektroniczne zegary kwarcowe wykonane w technologii CMOS i zasilane z osobnego, niezależnego od radioodbiornika źródła napięcia (najczęściej 1 lub 2 miniaturowe baterie). Dzięki temu wymiana baterii w radioodbiorniku nie wpływa na wskazania zegara.

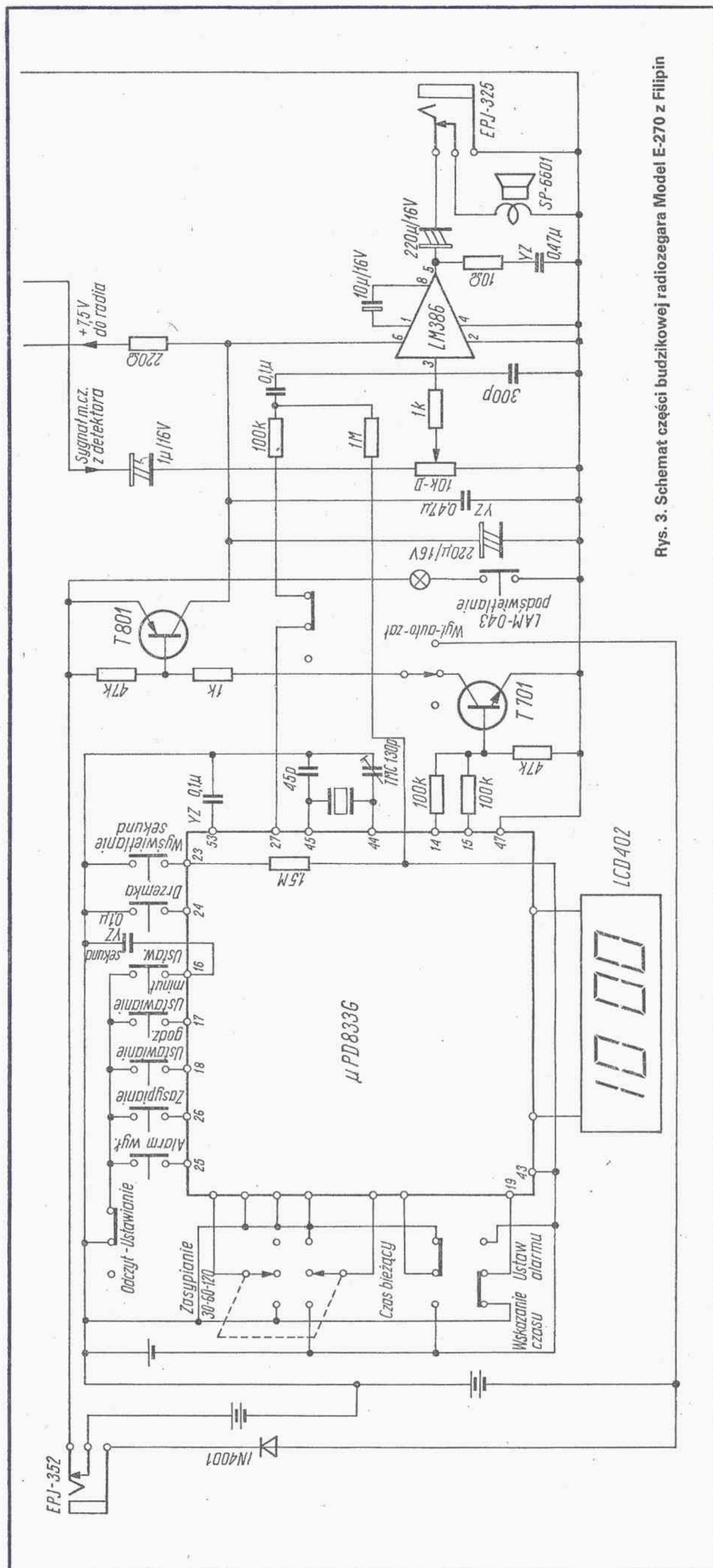
W urządzeniach tych stosowane są w zasadzie wyłącznie wskaźniki ciekłokrystaliczne (LCD), najczęściej czterocyfrowe o wysokości do 1/2 cala, z możliwością podświetlania. Zegary w tych urządzeniach spełniają funkcje podobne, jak w radiobudzikach stacjonarnych. Jednak najmniejsze i najprostsze radiobudziki oprócz wskazań czasu rzeczywistego oraz czasu alarmu spełniają tylko funkcję budzenia.

Do radioodbiornika wbudowany jest czasem jeszcze kalkulator. Wówczas wskaźnik jest najczęściej sześciocyfrowy, a przy odczycie czasu ostatnie dwie cyfry wskazują sekundy. Radioodbiorniki w tych urządzeniach są dwuzakresowe lub trzyzakresowe (średnie-UKF lub długie-średnie-UKF). Bardzo rzadko spotykane są radiobudziki z zakresem fal krótkich.

Na zakres fal UKF (oraz na falach krótkich) stosowane są anteny teleskopowe.

Radiobudziki przenośne mają najczęściej dwa gniazda dodatkowe: do dołączania zasilania zewnętrznego (sieciowego) oraz do słuchawki.

Przykładem typowego radiobudzika przenośnego jest Model E-270 produkowany przez Filipiny. Zawiera on dwuzakresowy (fale średnie i UKF) radioodbiornik o układzie bardzo podobnym do „sono-clock 60". W części zegarowej (rys. 3) zastosowano zegar kwarcowy oparty na układzie scalonym μPD833G, zasilany z jednej baterii oraz czterocyfrowy wskaźnik LCD.



Rys. 3. Schemat części budzikowej radiozegara Model E-270 z Filipin

Wykonuje on wszystkie funkcje jak w „sono-clock 60" z tym, że funkcja „zasypianie" jest realizowana przez wyłączenie odbiornika po 30, 60 lub 120 minutach, a dodatkowo można wyświetlić ostatnią cyfrę minut i sekundy. Do ustawienia czasu oraz funkcji w części „budzikowej" tego radiobudzika wykorzystuje się aż 13 przełączników.

W Polsce nie przygotowano jeszcze konstrukcji radiobudzika przeznaczonej do produkcji seryjnej. Istnieją jedynie opracowania laboratoryjne. Wykorzystano w nich opracowany w kraju układ scalony MC1203 wykonany w technologii PMOS. Jest to zegar elektroniczny kwarcowy przeznaczony do radioodbiornika. Układ steruje bezpośrednio czterocyfrowy wskaźnik ciekłokrystaliczny o wysokości cyfr do 1 cala. Zaletą układu scalonego MC1203 jest spełnianie szeregu funkcji ustawianych za pomocą tylko czterech przełączników. Oprócz wskazań czasu bieżącego w systemie 24-godzinnym (godziny i minuty) układ ten wskazuje datę (numer dnia miesiąca i numer miesiąca), uwzględnia rok przestępny, sygnalizuje wybrany dzień miesiąca, wskazuje jednostki minut i jednostki oraz dziesiątki sekund, sygnalizuje przerwę w zasilaniu. Jako sygnał alarmu-budzenia emituje „melodyjkę" – kombinację kilku częstotliwości akustycznych oraz włącza radioodbiornik. Sygnał budzenia można wyłączyć na 24 godziny lub zablokować na dowolny okres oraz odraczać (wielokrotnie) o 9 minut w ciągu 99 min (drzemka). Możliwa jest także funkcja „zasypianie" – wyłączenie radia po upływie zaprogramowanego czasu (od 1 do 99 min). Ponadto możliwe jest zerowanie sekund i minut czasu bieżącego, wykorzystywane np. przy ustawianiu dokładnego czasu. Dla synchronizacji czasu należy dołączyć do układu rezonator kwarcowy o częstotliwości 32,768 kHz.

Jak widać, jest to zegar o interesujących parametrach, chociaż ma niewątpliwie dwie poważne wady:
- bezpośrednio może sterować wyłącznie wskaźnik LCD,
- wymaga zasilania 9 V i pobiera prąd około 5 mA.

Ze względu na dość duży pobór energii układ scalony MC1203 będzie mógł być stosowany przede wszystkim w urządzeniach zasilanych z sieci. W radiozegarze bateryjnym należałoby stosować wskaźniki fluorescencyjne (których przemysł krajowy nie produkuje) lub LED, ale układ scalony MC1203 nie wysteruje ich bezpośrednio. Wskaźniki LCD produkowane w kraju są natomiast zbyt małe (maksymalna wysokość cyfr do 10 mm), aby nadawały się do radiobudzika. Jest to jeden z istotnych powodów, dla których radiobudzik nieprędko będzie mógł się ukazać na rynku krajowym.

Na rysunku 4 przedstawiono przykładowe zastosowanie układu zegara MC1203.

Zegar realizuje następujące rodzaje pracy:
- praca normalna: wskazywanie czasu bieżącego na przemian z datą,
- wybieranie programu,
- ustawianie żądanej wielkości w danym programie,
- sygnalizowanie przerwy w zasilaniu przez wyświetlenie na wskaźniku poziomych segmentów wszystkich cyfr i emitowanie sygnału dźwiękowego w ciągu 2 sekund (z wyjścia MEL).

Wybór programu następuje po przyciśnięciu wyłącznika W2. Na wskaźniku będą wyświetlane kolejno symbole od P1 do P6, oznaczające następujące funkcje:

P1 – ustawianie czasu wyłączenia odbiornika (zasypianie) od 99 min do 0
P2 – ustawianie czasu budzenia w zakresie 24 godzin
P3 – ustawianie wybranego dnia miesiąca w zakresie od 1 do 31
P4 – zerowanie licznika sekund i minut czasu bieżącego
P5 – ustawianie czasu bieżącego w zakresie 24 godzin
P6 – ustawianie daty: numeru dnia miesiąca i numeru miesiąca.

Każdy stan licznika programów jest wyświetlany na wskaźniku przez 2 sekundy.

Aby wybrać program należy (po uprzednim wciśnięciu wyłącznika W2) zamknąć W3 w chwili, gdy symbol tego programu jest wyświetlany na wskaźniku. Następnie za pomocą wyłączników W1 (wolno) i W2 (szybko) należy ustawić żądaną wartość. Po ustawieniu żądanej wartości na danym programie wyłącznik W3 należy otworzyć. Po zaprogramowaniu funkcji zegara poszczególne wyłączniki spełniają następujące funkcje:

W1 – (monostabilny) zamknięcie powoduje wyświetlenie czasu (liczba minut), po jakim nastąpi wyłączenie odbiornika; wyłącznik ten służy również do odraczania sygnału budzenia na 9 min w ciągu 99 min;
W2 – (monostabilny) zamknięcie powoduje wyświetlenie stanu licznika programów;
W3 – (bistabilny) zamknięcie powoduje wyświetlenie jednostek minut oraz dziesiątek i jednostek sekund czasu bieżącego;
W4 – (bistabilny) zamknięcie powoduje wskazanie przez 2 sekundy czasu budzenia, po czym zegar wskazuje czas bieżący.



Rys. 4. Przykład zastosowania układu zegara MC1203 oraz rozmieszczenie wyprowadzeń i połączenia segmentów pierwszej cyfry

Zamknięcie tego wyłącznika na chwilę w czasie trwania sygnału budzenia powoduje skasowanie sygnału budzenia do czasu ponownego zrównania czasu bieżącego z nastawionym czasem budzenia. Zamknięcie tego wyłącznika na stałe blokuje sygnał budzenia na okres jego zamknięcia.

W zegarze można wykorzystać dowolny czterocyfrowy wskaźnik LCD, w którym każdy segment ma osobne końcówki. Na rys. 4 przedstawiono również rozmieszczenie końcówek układu zegara i połączenie segmentów pierwszej cyfry. Wyjście COM należy dołączyć do wspólnej elektrody wskaźnika LCD. Końcówki T2 i T3 są używane wyłącznie do testowania układu. Zaleca się przyłączenie ich do UDD, czyli w proponowanym rozwiązaniu do masy.

Na końcówce USS powinno być napięcie ok. 9 V, które ustawia się potencjometrem P2. Potencjometr P1 służy do ustawiania wartości napięcia sterującego wskaźnik LCD.

Trymer C1 służy do korekcji częstotliwości rezonansowej generatora z rezonatorem kwarcowym Q1 (32 768 Hz), którą należy przeprowadzić w przypadku, gdy zegar spieszy się lub późni. Wyjście ON/OFF służy do włączenia bądź wyłączenia radioodbiornika za pomocą przekaźnika Pr (np. przekaźnik typu R15 z cewką na napięcie 12 V). Przekaźnik może dołączyć do odbiornika zasilanie bateryjne lub sieciowe. W przypadku dołączenia zasilania sieciowego należy zachować szczególną ostrożność, pamiętając o niebezpieczeństwie porażenia prądem i zastosować odpowiednie gniazdo sieciowe, wyłącznik W6 i przewody.

Wyłącznik bistabilny W6 należy zamknąć, gdy nie chcemy, aby zegar sterował radioodbiornikiem (wyłączenie odbiornika przy realizowaniu funkcji „zasypianie" bądź włączenie odbiornika lub sygnału „melodyjki" przy realizacji funkcji budzenia). Wyłącznik bistabilny W5 powinien być otwarty w przypadku, gdy budzenie ma być realizowane przez włączenie radioodbiornika.

Sygnał budzenia „melodyjka" od kondensatora 100 nF należy doprowadzić za pośrednictwem przewodu ekranowego do wejścia gramofonowego w radioodbiorniku. Realizowanie funkcji budzenia sygnałem „melodyjki" nastąpi wtedy, gdy wyłącznik W5 będzie zamknięty, a radioodbiornik nastawiony na pracę z gramofonu. Wyłącznik W6 powinien być otwarty, gdyż w momencie realizowania funkcji budzenia razem z sygnałem „melodyjki" włączone zostanie zasilanie odbiornika poprzez przekaźnik Pr.

Bardziej zaawansowani Czytelnicy z pewnością znajdą jeszcze wiele innych możliwości wykorzystania układu scalonego MC1203. Zaproponowane powyżej rozwiązanie nie wymaga ingerencji w układ radioodbiornika.

Generator funkcyjny z układem scalonym ICL8038

mgr inż. PAWEŁ DZIUBIŃSKI
mgr inż. LUDWIK BRUNO-KAMIŃSKI

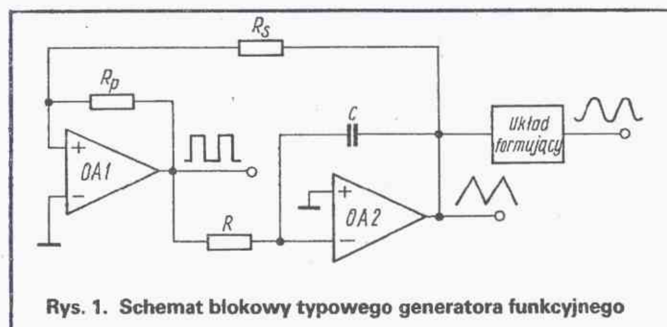
Część I

Generatorem funkcyjnym nazywamy generator wytwarzający co najmniej trzy różne przebiegi okresowe (np. drgania trójkątne, prostokątne i sinusoidalne) w szerokim zakresie generacji (od ułamków Hz do MHz) i z możliwością przestrajania w szerokim zakresie częstotliwości, w stosunku np. 1000:1. Generację kilku funkcji jednocześnie można zrealizować wieloma różnymi sposobami.

Najczęściej spotyka się układy, w których przebiegi trójkątne i prostokątne wytwarza się przez szeregowe połączenie integratora i przerzutnika (lub komparatora), a następnie podając otrzymany przebieg trójkątny na układ formujący otrzymuje się przebieg sinusoidalny.

Schemat blokowy generatora funkcyjnego przedstawiono na rysunku 1.

Przerzutnik Schmitt'a z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, doprowadzonym przez rezystor Rp, zmienia swój stan gdy napięcie na wejściu wzmacniacza operacyjnego OA1 osiąga poziom przełączania przerzutnika. Sygnał (skokowa zmiana napięcia) na wejściu OA1 jest całkowany w integratorze Millera (OA2, R, C), w wyniku czego na jego wyjściu otrzymywany jest przebieg trójkątny.



Rys. 1. Schemat blokowy typowego generatora funkcyjnego

Jeżeli wzmacniacz wchodzący w skład integratora ma bardzo duże wzmocnienie i jego prąd wejściowy jest do pominięcia w stosunku do prądu ładowania kondensatora C, to na wyjściu wzmacniacza otrzymujemy przebieg zmieniający się liniowo w czasie, ze stałym nachyleniem.

Generację układu wytwarza się przez okresową zmianę napięcia stanu nasycenia przerzutnika i wytwarzanie na wyjściu integratora kolejno po sobie następujących impulsów trójkątnych, które jednocześnie poprzez rezystor Rs doprowadzane są do wejścia nieodwracającego przerzutnika, zapewniając odpowiednie jego przełączanie.

Częstotliwość zmian napięcia na wyjściu integratora zależy od stałej czasowej RC oraz od wielkości prądu ładującego kondensator C, a więc od wielkości skoku napięcia nasycenia przerzutnika (wartość ustalana przez rezystor Rp). Dla uzyskania symetrii prędkości narastania i opadania napięcia trójkątnego ważne jest, aby górny i dolny stan napięcia nasycenia przerzutnika były symetryczne względem potencjału masy – stąd odniesienie wejść wzmacniaczy operacyjnych układu do masy.

Jak zaznaczono na rys. 1, wytworzenie przebiegu sinusoidalnego z drgań trójkątnych następuje w układzie formującym. Można to zrealizować przez scałkowanie napięcia trójkątnego (przeciwstawnie skierowane gałęzie parabol tworzą sinusoidę) lub przez wykorzystanie tranzystora polowego i jego symetrycznych charakterystyk powstających po zmianie źródła z drenem.

Obie przedstawione metody są łatwe w realizacji, mają jednak szereg wad ze względu na wartość współczynnika zawartości harmonicznych, wpływ temperatury i trudności w uzyskaniu prawidłowego przebiegu w zakresie większych częstotliwości. Najczęściej przebieg sinusoidalny uzyskuje się przez doprowadzenie impulsów trójkątnych do układów rezystancyjno-diodowych lub rezystancyjno-tranzystorowych, które sterowane przez falę trójkątną aproksymują żądany przebieg sinusoidalny odcinkami linii prostej. Sinusoida uzyskana przez „sumowanie" odcinków ma postać linii łamanej, a dokładność takiego odwzorowania żądanej krzywej zależy od liczby zastosowanych członów rezystancja-dioda. Przy zastosowaniu sześciu członów na każdą połówkę przebiegu sinusoidalnego uzyskuje się, przy dobrym zaprojektowaniu układu, zniekształcenia poniżej 1%.

Generatory funkcyjne są produkowane przez szereg firm na świecie, uzyskując zakresy częstotliwości od 0,1 Hz do 5 MHz, przy zniekształceniach rzędu 1%. W kraju jest produkowany generator funkcyjny typu G432.

W niniejszym artykule jest opisany generator funkcyjny wykonany własnoręcznie przez autorów, przy czym możliwości zastosowania i jego parametry nie są gorsze od produkowanych fabrycznie. Większość elementów użytych do budowy jest produkcji krajowej z wyjątkiem układu scalonego ICL8038 produkcji amerykańskiej firmy Intersil, który w dużym stopniu ułatwia rozwiązanie konstrukcyjne przyrządu. Jest to układ produkowany od 1972 r., powszechnie dostępny na zachodzie (cena około 4 $), a niekiedy oferty sprzedaży tego układu można spotkać w ogłoszeniach „Radioelektronika".

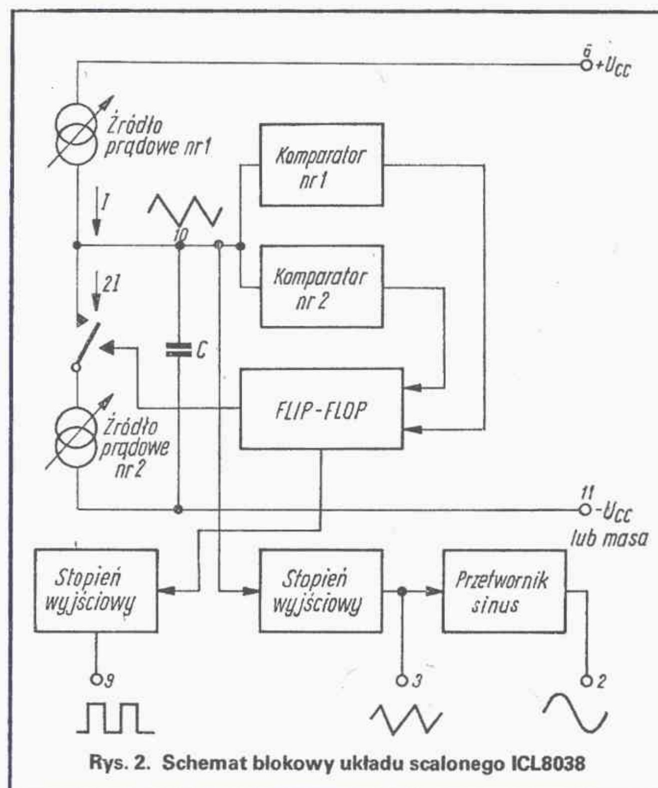
Monolityczny układ scalony ICL8038 jest w pewnym sensie sam w sobie generatorem funkcyjnym. Układ ten zawiera wewnątrz podstawowe elementy generatora funkcji i po dołączeniu niewielkiej liczby elementów zewnętrznych może wytwarzać jednocześnie przebiegi: trójkątny, prostokątny i sinusoidalny. Aby jednak powstał pełnosprawny generator funkcyjny z odpowiednim podziałem wytwarzanych częstotliwości, małą impedancją wyjściową z możliwością nakładania składowej stałej oraz z modulacją częstotliwości, monolityczny generator ICL8038 należy uzupełnić odpowiednimi zespołami.

A oto parametry charakterystyczne układu scalonego ICL8038.

Napięcie zasilania: 10...30 V (lub ±5...±15 V)
Zakres częstotliwości: 0,001 Hz...1 MHz
Zniekształcenia: do 1%
Liniowość: 0,2%
Dryft temperaturowy: około $5 \cdot 10^{-5}$/°C
Poziom napięcia wyjściowego: Ucc 0,2 dla sinusoidy, do 28 V dla pozostałych przebiegów
Obudowa: DIL 14-nóżkowa

Na rysunku 2 przedstawiono schemat blokowy układu, a na rys. 3 sposób dołączania niezbędnych elementów zewnętrznych do generatora monolitycznego.

Kondensator C dołączony zewnątrz jest ładowany i rozładowywany przez dwa wewnętrzne źródła prądowe (rys. 2), z których źródło nr 1 jest włączone stale, a źródło nr 2 włączane i wyłączane przez przerzutnik FLIP-FLOP. W czasie, gdy źródło nr 2 jest wyłączone, kondensator jest ładowany prądem o wartości I, gdy zaś napięcie na nim osiągnie poziom zmiany stanu komparatora nr 1 (0,66 Ucc) następuje zadziałanie przerzutnika i włączenie źródła prądowego nr 2, którego prąd wynosi 2×I. Kondensator w rezultacie jest rozładowywany prądem wypadkowym o wartości I, a napięcie na nim maleje liniowo w czasie, aż do momentu zadziałania komparatora nr 2 (0,33 Ucc), który spowoduje zadziałanie przerzutnika (i odłączenie źródła nr 2); cykl ten następnie się powtarza.



Rys. 2. Schemat blokowy układu scalonego ICL8038

Źródła prądowe w układzie scalonym ICL8038 są tak opracowane, że wartość prądu źródła nr 1 wynosi:

$$J1 = \frac{1}{5} \cdot \frac{Ucc}{RA}$$

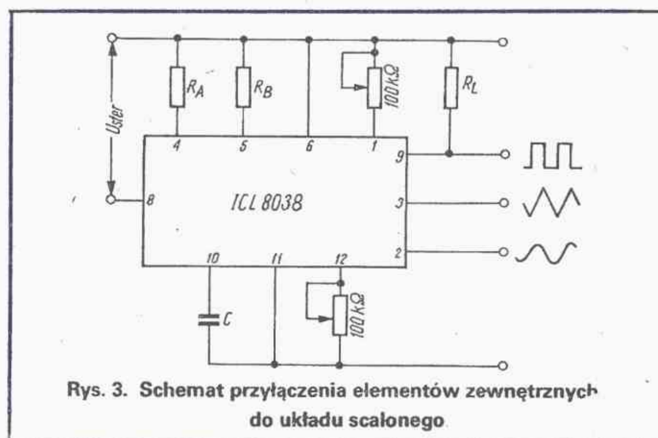
zaś prąd rozładowania kondensatora przy włączonym źródle 2 ma wartość:

$$J2 = \frac{1}{5} \cdot \frac{Ucc}{RB} \cdot 2 - J1$$

Rezystory RA i RB są dołączane zewnątrz (rys. 3) i za ich pomocą można zmieniać w szerokim zakresie wartości prądów źródeł prądowych.
Amplituda przebiegu trójkątnego na wyjściu integratora (wewnątrz układu scalonego) wynosi 1/3 Ucc.
Częstotliwość oscylacji przebiegów otrzymanych z układu ICL8038 jest określona wzorem:

$$f = \frac{1}{\frac{5}{3} RA \cdot C \cdot \left(1 + \frac{RB}{2RA - RB}\right)}$$

Przez zmianę wartości rezystorów RA i RB można zmieniać oddzielnie czasy narastania i opadania napięcia na kondensatorze, a tym samym zmieniać wartość współczynnika wypełnienia impulsów prostokątnych w granicach 1...99%.

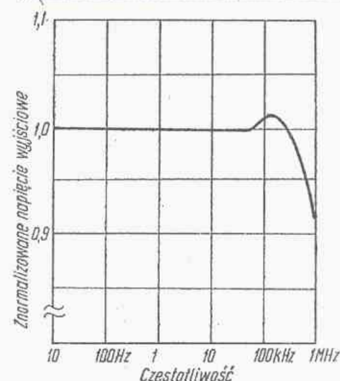


Rys. 3. Schemat przyłączenia elementów zewnętrznych do układu scalonego

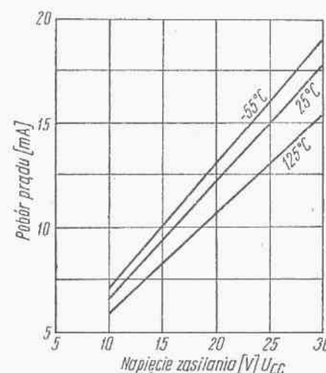
W przypadku, gdy RA = RB = R współczynnik wypełnienia przyjmuje wartość 50%, a częstotliwość otrzymanych przebiegów wynosi:

$$f = \frac{0{,}3}{R \cdot C}$$

Jak podaje producent układu scalonego ICL8038 wartość rezystorów RA i RB powinna być wybrana z zakresu 0,5 kΩ do 1 MΩ, co wiąże się z ograniczeniem prądu ładowania kondensatora. Przy prądach niższych od 1 μA powstają zniekształcenia z powodu wpływu prądu upływności kondensatora, a przy prądach wyższych od 5 mA powstają dodatkowe błędy wywołane przez powstające napięcia resztkowe. Wynika z tego, że kondensatory stosowane z układem scalonym ICL8038 do zmiany zakresu częstotliwości powinny odznaczać się małą wartością kąta stratności (tg δ).
Jak już zaznaczono, przebieg trójkątny otrzymuje się na kondensatorze, a drgania prostokątne na wyjściu przerzutnika; oba te przebiegi sterują układy wyjściowe i są wyprowadzane na zewnątrz – końcówka 3 i 9. Dodatkowo rezystor RL (rys. 3) umożliwia zasilanie układu wzmacniającego dla drgań prostokątnych innym napięciem niż generator, dzięki czemu możliwe jest, np. dopasowanie przebiegu prostokątnego pod względem amplitudy do cyfrowych układów TTL. W tym celu rezystor RL przyłącza się do napięcia +5 V, zaś układ scalony zasila się napięciem Ucc = 20...30 V, co jest ważne ze względu na amplitudę przebiegów sinusoidalnych.
Przebieg sinusoidalny jest wyprowadzony z końcówki 2 układu przetwornika sinusoidy, który sterowany jest napięciem trójkątnym (rys. 2).
Potencjometry 100 kΩ (rys. 3) służą do minimalizacji zniekształceń przebiegu sinusoidalnego.
Płynną regulacją częstotliwości (w obrębie ustalonego zakresu) otrzymuje się przez zmianę napięcia stałego przyłożonego do końcówki 8 układu (rys. 3). Potencjał na tej końcówce może zmieniać się od Ucc do 2/3 Ucc (wartości te są graniczne, a przekroczenie ich grozi zniszczeniem układu scalonego).
Częstotliwość przebiegów z generatora może być regulowana w stosunku 1000:1 przez zmianę napięcia stałego w podanych wyżej granicach.
Między końcówką 8 układu scalonego ICL8038 a dodatnim biegunem napięcia zasilania można przyłożyć przebieg piłowy, uzyskuje się wtedy efekt modulacji częstotliwości.



Rys. 4. Zależność amplitudy otrzymywanych przebiegów od częstotliwości dla układu scalonego ICL8038



Rys. 5. Pobór prądu w funkcji napięcia zasilania

Dla uzupełnienia opisu układu scalonego ICL8038 przedstawiono na rys. 4 wykres zależności napięcia wyjściowego od częstotliwości, zaś na rys. 5 pobór prądu w funkcji napięcia zasilania Ucc. Należy podkreślić niewielki wpływ napięcia zasilania Ucc na częstotliwość oraz mały wpływ temperatury przy napięciu zasilania w zakresie 20...30 V.

(Dc. w następnym nrze)

Układ scalony L200 i jego zastosowanie

mgr inż. CEZARY RUDNICKI

Rozwój technologii mikroelektronicznych umożliwia opracowywanie nowych typów układów scalonych o coraz bardziej interesujących właściwościach. Przykładem może być produkowany przez firmę SGS-ATES układ scalony typu L200, którego budowę, zasadę działania i niektóre możliwości zastosowań opisano w niniejszym artykule.

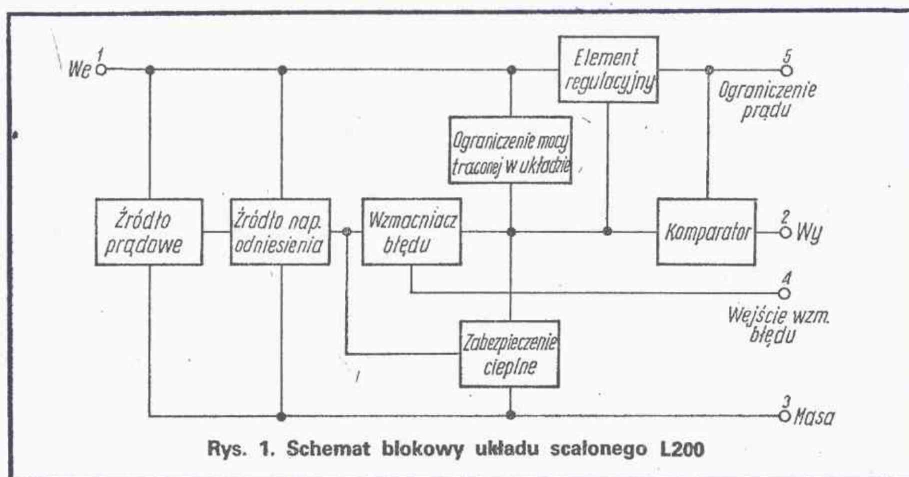
Podstawowym zastosowaniem układu scalonego L200 jest stabilizacja napięcia dodatniego. Układ ten może również pracować w zasilaczach o stabilizowanym prądzie wyjściowym oraz w zasilaczach impulsowych i układach sterowania silnikami prądu stałego.

Schemat blokowy układu scalonego L200 jest przedstawiony na rys. 1.
Oprócz podstawowych elementów typowego stabilizatora napięcia, takich jak: szeregowy element regulacyjny, źródło napięcia odniesienia (wzorcowego) oraz wzmacniacz błędu, układ scalony L200 zawiera obwody ograniczające prąd wyjściowy i moc traconą oraz obwód zabezpieczający przed skutkami nadmiernego wzrostu temperatury struktury.
Przykład wykorzystania układu scalonego L200 jako typowego stabilizatora napięcia dodatniego przedstawiono na rys. 2.

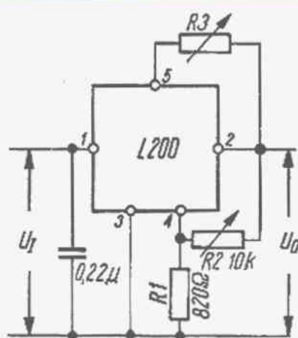
Napięcie wyjściowe stabilizatora UO wynosi:

$$UO = U_{ref}\left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

przy czym:
U_{ref} – napięcie odniesienia o wartości 2,65...2,85 V zależnie od egzemplarza układu scalonego.



Rys. 1. Schemat blokowy układu scalonego L200



Rys. 2. Schemat stabilizatora napięcia o regulowanym napięciu wyjściowym

Wartość napięcia wyjściowego jest więc zależna od wartości rezystancji rezystorów R1 i R2. Minimalna osiągalna wartość napięcia wyjściowego jest równa 2,65 V. Układ scalony L200 może być użyty jako stabilizator o regulowanym napięciu wyjściowym (regulowana wartość rezystancji rezystora R2) lub jako stabilizator o ustalonym napięciu wyjściowym (stała wartość rezystancji R2). Wartość rezystancji R2 dobiera się stosownie do żądanej wartości napięcia wyjściowego (np. 5 V) zgodnie ze wzorem:

$$R2 = R1\left(\frac{UO}{Uref}-1\right) =$$

$$= 820\left(\frac{5}{2,65...2,85}-1\right) = 618...727$$

Maksymalna wartość prądu wyjściowego stabilizatora jest zależna od wartości rezystora R3, a ponadto jest ograniczona przez układy zabezpieczające: układ ograniczania cieplnego i układ ograniczania mocy traconej. W warunkach, w których żadne z zabezpieczeń nie wprowadza ograniczenia prądu, zależy on wyłącznie od rezystora R3 zgodnie z zależnością:

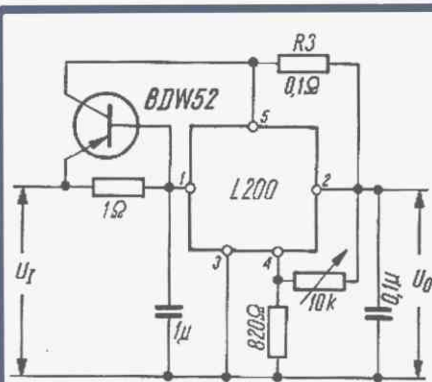
$$JOmax = \frac{U2\text{–}5}{R3}$$

U_{2-5} oznacza wartość napięcia stałego między końcówkami 2 i 5 układu scalonego; przeciętna jego wartość wynosi 0,45 V. Przy wartości rezystora R3 równej 0,45 Ω maksymalna wartość prądu wyjściowego jest równa 1 A.

Układ scalony L200 podobnie jak inne układy scalone wymaga stosowania dodatkowych kondensatorów ograniczających wzmocnienie wewnętrznego wzmacniacza błędu dla zakresu wielkich częstotliwości. Pomimo tego, że sygnały o wielkich częstotliwościach nie występują w układzie, to jednak ze względu na szerokopasmowe właściwości tranzystorów w układzie scalonym, wzmacniacz błędu może stać się generatorem przebiegu o wielkiej częstotliwości.

Niezbędne jest dołączenie dwóch kondensatorów: jednego o pojemności 0,22...1 μF między wyprowadzenia 1 i 3 oraz drugiego o pojemności 0,1 μF między wyprowadzenia 2 i 4 (rys. 3).

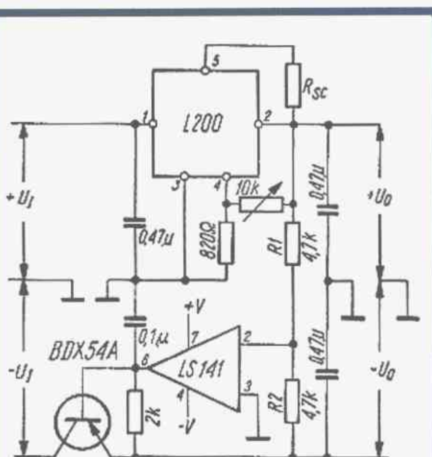
Maksymalna dopuszczalna wartość prądu wyjściowego wynosi 2 A. Zwiększenie prądu wyjściowego zasilacza z układem scalonym L200 można uzyskać w sposób przedstawiony na rys. 3. Zastosowano tu dodatkowy tranzystor dużej mocy p-n-p typu BDW52. Tranzystor i układ scalony są montowane na wspólnym radiatorze. W ten sposób układ zabezpieczenia cieplnego zawarty wewnątrz układu L200 obejmuje swym działaniem również tranzystor. Przy małych prądach wyjściowych pracuje jedynie układ scalony: zwiększenie prądu obciążenia do około 0,6...0,7 A powoduje, że spadek napięcia na rezystorze R osiąga wartość około 0,6...0,7 V.



Rys. 3. Schemat stabilizatora napięcia o zwiększonej wydajności prądowej

W tych warunkach dalszy wzrost obciążenia (prądu wyjściowego) powoduje odetkanie tranzystora, który przejmuje nadmiar prądu ponad 0,6...0,7 A. Maksymalna wartość prądu wyjściowego jest uzależniona od wartości rezystora R3 i w przypadku przedstawionym na rys. 3 wynosi około 4,5 A.

Niektóre układy elektroniczne, takie jak wzmacniacze operacyjne, pewne typy wzmacniaczy mocy m.cz., wymagają zasilania symetrycznego z dwóch źródeł napięciowych o równych wartościach bezwzględnych, lecz o przeciwnych znakach. Przykład zastosowania układu scalonego

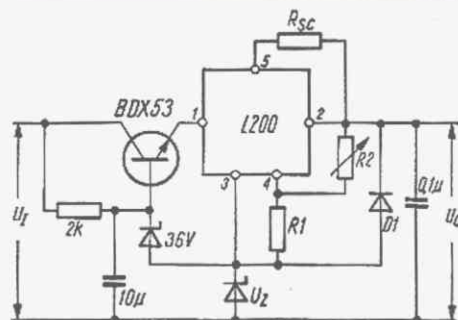


Rys. 4. Schemat stabilizatora napięcia o wyjściu symetrycznym J

L200 w takim zasilaczu przedstawiono na rysunku 4.

Zasilacz napięcia dodatniego jest zbudowany w sposób typowy dla układu scalonego L200, natomiast w części dostarczającej napięcia ujemnego zastosowano wzmacniacz operacyjny LS141 pełniący funkcję wzmacniacza błędu i tranzystor p-n-p typu BDX54A jako szeregowy element regulacyjny. Stabilizujące działanie ujemnego sprzężenia zwrotnego powoduje, że napięcia stałe na obu wejściach wzmacniacza błędu są równe (końcówki 2 i 3). Ponieważ na końcówce 3 występuje potencjał masy, to również napięcie równe zeru występuje na końcówce 2, a zatem na rezystorach R1 i R2 (o jednakowych wartościach rezystancji) występują jednakowe spadki napięć. Napięcie na rezystorze R1 jest równe napięciu wyjściowemu z układu scalonego L200 i jego wartość jest zależna od ustawienia potencjometru 10 kΩ, dołączonego między końcówki 2 i 4. Wartość napięcia ujemnego jest równa co do modułu wartości napięcia dodatniego.

Maksymalna dopuszczalna wartość napięcia wejściowego układu scalonego L200 wynosi 40 V, a największa osiągalna wartość napięcia wyjściowego 36 V. Mimo istnienia tych ograniczeń można budować zasilacze o większym napięciu wejściowym i wyjściowym po dołączeniu dodatkowych elementów, jak to przedstawiono na rys. 5.



Rys. 5. Schemat stabilizatora napięcia o zwiększonym napięciu wyjściowym

Tranzystor BDX53 wraz ze stabilizatorami (36 V i Uz) tworzy wstępny stabilizator napięcia zasilający układ scalony L200. Napięcie wyjściowe Ui układu scalonego między końcówkami 2 i 3 jest równe 2 V lub mniej, w przedstawionej sytuacji może wynosić nie więcej niż 33 V. Natomiast napięcie wyjściowe zasilacza jest równe sumie napięcia wyjściowego układu scalonego L200 i napięcia stabilizatora Uz, a zatem może być wyższe od 36 V.

Właściwość układu scalonego L200 polegająca na stabilizacji prądu wyjściowego w stanie przeciążenia może być wykorzystana do budowy zasilacza do automatycz-

Dc. na str. 18

Przenośny odbiornik radiofoniczny LENA

Przenośny odbiornik radiofoniczny LENA produkcji ZR UNITRA-ELTRA w Bydgoszczy umożliwia odbiór programów radiofonicznych emitowanych w zakresach fal długich, średnich i krótkich z modulacją AM oraz w zakresie fal ultrakrótkich z modulacją FM. Dobre parametry elektroakustyczne przy niewielkich rozmiarach odbiornika, estetyczny wygląd i nowoczesna konstrukcja powodują, że jest on poszukiwany na rynku. Schemat ideowy odbiornika jest przedstawiony poniżej.

Sygnały FM z anteny teleskopowej są doprowadzane przez szerokopasmowy obwód wejściowy (L102, C101, C102, C103) do tranzystora T101 pracującego w układzie wzmacniacza w.cz. Obciążenie wzmacniacza stanowi obwód rezonansowy przestrajany za pomocą kondensatora C508. Równolegle do obwodu wyjściowego wzmacniacza w.cz. jest dołączona dioda D101 zabezpieczająca mieszacz przed przesterowaniem przy dużych poziomach sygnału wejściowego.

Tranzystor T102 pracuje w układzie mieszacza samodrgającego. W obwodzie wejściowym mieszacza znajduje się eliminator pośr.cz. składający się z elementów L104, C108. Obwód oscylatora jest przestrajany za pomocą kondensatora C509.

Z obwodem tym współpracuje dioda pojemnościowa D103 zapewniająca ARCz. Napięcie regulacyjne ARCz jest pobierane z demodulatora FM poprzez filtr dolnoprzepustowy składający się z elementów C320, R113, C324 i R111. Dioda D102 spełnia funkcję ogranicznika amplitudy napięcia o pośr.cz. FM.

Bazy tranzystorów T101 i T102 są zasilane napięciem stabilizowanym 3 V pobieranym z układu scalonego UL1211N (końcówka 12).

Sygnały o pośr.cz. FM są doprowadzane przez filtr F1 do wejścia układu scalonego UL1211N spełniającego funkcję wzmacniacza pośr.cz. AM/FM i w torze AM detektora. Odpowiednią charakterystykę przenoszenia wzmacniacza pośr.cz. w torze FM zapewniają filtry F1, F2, F3, F4 i F5.

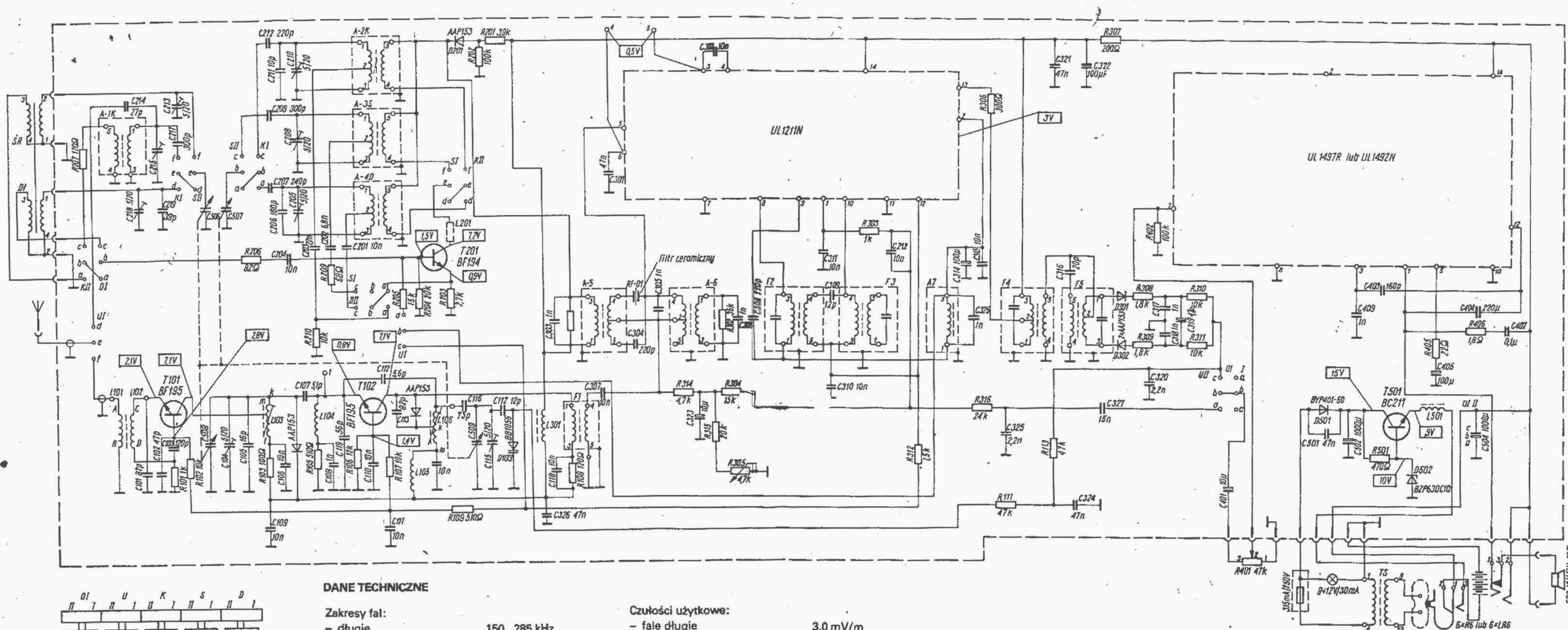
Sygnały AM, odbierane za pomocą wewnętrznej anteny ferrytowej (fale długie i średnie) lub za pomocą anteny teleskopowej (fale krótkie), są doprowadzane do bazy tranzystora T201 pracującego w układzie mieszacza samodrgającego w torze AM. Obwody wejściowe i oscylatora są przestrajane kondensatorami zmiennymi C506 i C507. Sygnał po przemianie częstotliwości jest doprowadzany przez filtr pasmowy A-5 i rezonator RF-01 do wejścia wzmacniacza pośr.cz. AM/FM (UL1211N). Dioda D201 zapobiega przesterowaniu wzmacniacza pośr.cz. Dzięki odpowiedniemu spolaryzowaniu diody tłumi ona sygnały dopiero wtedy, gdy ich amplituda przekroczy określoną wartość. Wymagany kształt charakterystyki przenoszenia wzmacniacza pośr.cz. w torze AM zapewniają filtry A-5, A-6, A-7 i rezonator RF-01.

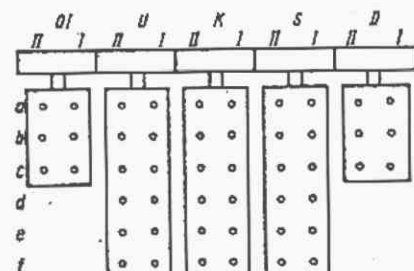
Detekcja sygnałów FM jest realizowana w układzie detektora stosunkowego pracującego z diodami D301 i D302.

Sygnały po detekcji są doprowadzane do wzmacniacza m.cz. pracującego z układem scalonym UL1497R lub UL1492N. Na jego wejściu znajduje się potencjometr siły dźwięku R401.

Odbiornik jest wyposażony w zasilacz sieciowy. Zawiera on prostownik jednopołówkowy i stabilizator napięcia 9 V.

OD REDAKCJI Układy scalone UL1211N i UL1492N są opisane w numerach 4 i 7–8/77 RiK. Z.B.





DANE TECHNICZNE

Zakresy fal:	
– długie	150...285 kHz
– średnie	525...1605 kHz
– krótkie	5,95...10,0 MHz
– ultrakrótkie	65,5...73,0 MHz
częstotliwości pośrednie:	
– AM	465 kHz ±2 kHz
– FM	10,7 MHz ±0,1 MHz

Czułości użytkowe:	
– fale długie	3,0 mV/m
– fale średnie	1,5 mV/m
– fale krótkie	80 µV
– fale ultrakrótkie	15 µV
Selektywności:	
– AM przy F_{syg} ±9 kHz	>18 dB
– FM przy F_{syg} ±300 kHz	> 6 dB

Tłumienie sygnałów lustrzanych:	
– fale długie	>34 dB
– fale średnie	>30 dB
– fale krótkie	> 8 dB
– fale ultrakrótkie	>20 dB
Moc wyjściowa:	300 mW przy h <7%

Zasilanie:	
– bateryjne	6 baterii R-6 lub LR-6
– sieciowe	220 V, 50 Hz
Wymiary:	244×128×56 mm
Masa odbiornika:	1,3 kg (bez baterii)

Zasilacz do przyczepy kempingowej

Zakłady Transformatorów Radiowych UNITRA-ZATRA podjęły produkcję zasilaczy do samochodowych przyczep kempingowych.

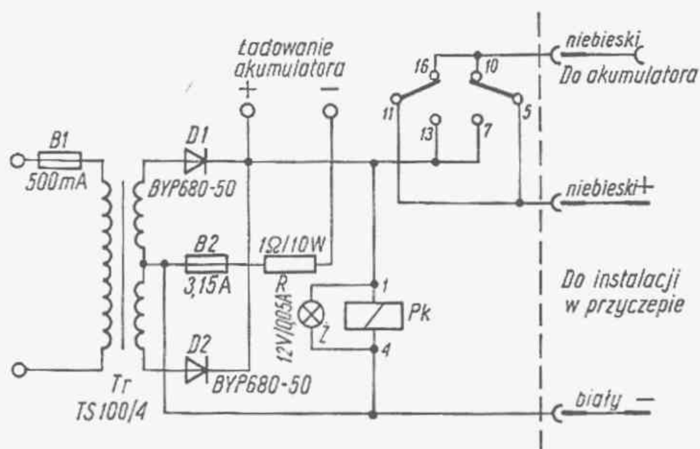
Zasilacz typu ZNS 5,0/12/1 jest przeznaczony do instalowania w przyczepach wszystkich typów, wyposażonych w instalację elektryczną prądu stałego o napięciu 12 V, a więc zasilaną z akumulatora. Zasilacz przyłączony do sieci elektrycznej prądu zmiennego 220 V dostarcza napięcia wyprostowanego 12 V do odbiorników energii w przyczepie, np. oświetlenia, wentylatora, pompki wody itp. W razie zaniku napięcia sieci następuje automatyczne przełączenie zasilania do akumulatora.

Zasilacz można wykorzystać dodatkowo w celu doładowywania akumulatora samochodowego.

DANE TECHNICZNE

Napięcie wyjściowe: 12 V, prostowanie pełnookresowe
Prąd wyjściowy: max 5 A (do przyczepy)
Prąd ładowania akumulatora: max 3 A
Schemat zasilacza przedstawiono na rysunku.
Transformator sieciowy współpracuje z pełnookresowym prostownikiem wyposażonym w dwie diody prostownicze D1, D2. Do wyjścia prostownika jest dołączony przekaźnik Pk przełączający instalację elektryczną przyczepy na zasilanie z akumulatora w razie zaniku napięcia sieci. Żarówka sygnalizuje włączenie zasilacza do prądu zmiennego.

Oddzielny przewód umożliwia połączenie zasilacza z akumulatorem samochodu jeśli zachodzi potrzeba doładowania go. W zasilaczu zastosowano przekaźnik RM2 z cewką 12 V.



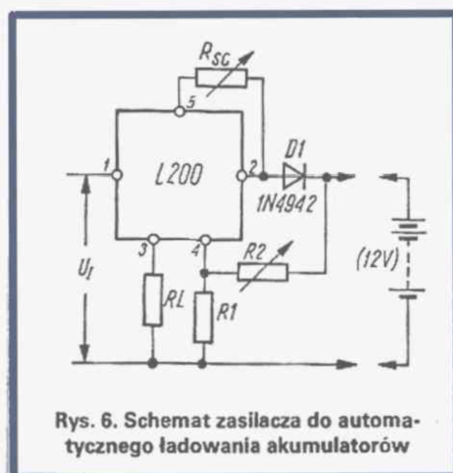
Schemat ideowy zasilacza do przyczepy kempingowej

Dane konstrukcyjne transformatora typu TS 100/4
Rdzeń zwijany o przekroju około 10 cm². Uzwojenie pierwotne: 700 zwojów drutu o średnicy 0,50 mm. Uzwojenie wtórne: 2×48 zwojów drutu o średnicy 1,2 mm. Napięcie uzwojenia wtórnego: 2×14 V przy obciążeniu prądem 3,6 A. „J"

Układ scalony L200 i jego zastosowanie

Cd. ze str. 15

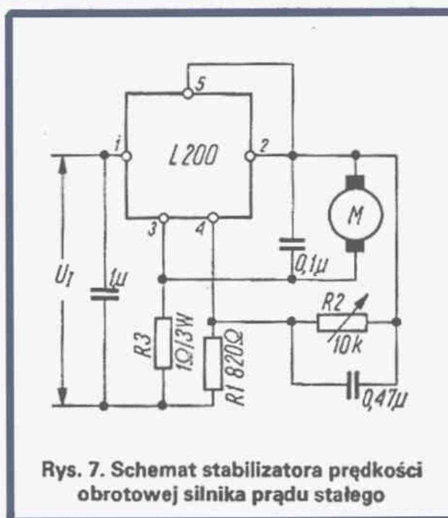
nego ładowania akumulatorów. Schemat takiego układu przedstawiono na rys. 6.



Rys. 6. Schemat zasilacza do automatycznego ładowania akumulatorów

Wartość początkowego prądu ładowania jest ustalana przy użyciu potencjometru Rsc. Rezystory R1 i R2 ustalają końcową wartość napięcia akumulatora. Dioda D1 zabezpiecza naładowany akumulator przed rozładowaniem przez zasilacz. Dodatkowy rezystor RL ogranicza wartość prądu, jaki mógłby popłynąć przez zasilacz w razie niewłaściwego dołączenia końcówek akumulatora. Jeżeli szeregowo z rezystorem RL zostanie włączona żarówka 12 V/50 mA, to będzie ona sygnalizować nieprawidłowe włączenie akumulatora.

Pewnym specyficznym rodzajem stabilizatora napięcia jest układ stabilizacji prędkości obrotowej silnika prądu stałego. Jego cechą charakterystyczną jest ujemna wartość rezystancji rzeczywistej uzwojeń silnika. Układ scalony L200 może być stosowany do stabilizacji prędkości obrotowej silników prądu stałego o napięciu zasilania do 36 V i prądzie do 2 A. Na rysunku 7 przedstawiono schemat ideowy układu regulacyjnego.



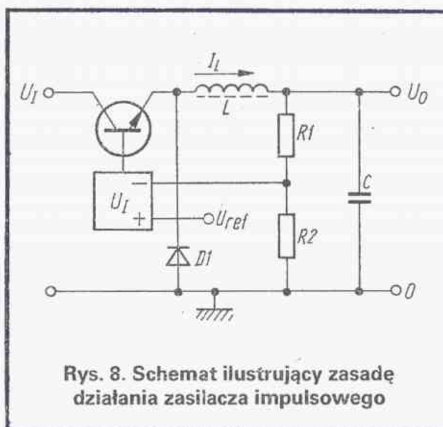
Rys. 7. Schemat stabilizatora prędkości obrotowej silnika prądu stałego

W miarę wzrostu obciążenia silnika wzrasta również jego prąd IA, rezystor R3 jest czujnikiem zmian tego prądu; działanie układu sprzężenia zwrotnego powoduje, że wzrostowi prądu IA odpowiada wzrost napięcia wyjściowego układu utrzymujący stałą prędkość obrotową silnika.

W opisanych dotychczas stabilizatorach napięcia i prądu szeregowy element regulacyjny (tranzystor) pełnił funkcję regulowanego rezystora, na którym występował spadek napięcia równy różnicy między wejściowym napięciem niestabilizowanym i wyjściowym o ustalonej wartości. Powodowało to znaczne straty mocy, szczególnie przy dużych prądach obciążenia i dużej różnicy napięć między wejściem i wyjściem.

W stabilizatorze impulsowym tranzystor regulacyjny pełni funkcję przełącznika, co sprowadza się do okresowego włączania i wyłączania obciążenia do źródła napięcia wejściowego.

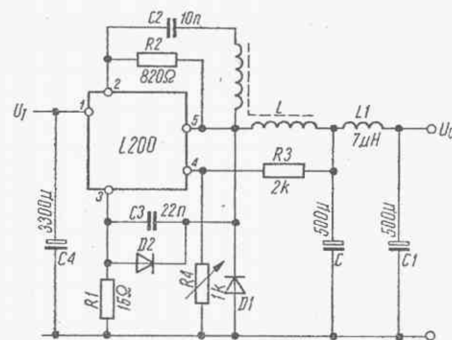
Zasadę działania stabilizatora o pracy impulsowej wyjaśnia rysunek 8. Tranzystor T1 jest równoważny elementowi regulacyjnemu w układzie scalonym L200, a komparator odpowiada wzmacniaczowi



Rys. 8. Schemat ilustrujący zasadę działania zasilacza impulsowego

błędu (wg rys. 1). Tranzystor T1 jest wprowadzany w stan nasycenia (włączenia) lub zatkania (wyłączenia). W stanie włączenia napięcie na emiterze tranzystora jest prawie równe napięciu wejściowemu, zaś w stanie wyłączenia jest równe zeru, a zatem średnia wartość napięcia na emiterze jest wprost proporcjonalna do stosunku czasu włączenia do sumy czasu włączenia i czasu wyłączenia. Analizę pracy układu najlepiej rozpocząć od momentu, w którym na emiterze tranzystora pojawia się napięcie stałe. Doprowadzenie stałego napięcia do cewki L, połączonej z kondensatorem C i dzielnikiem rezystancyjnym R1 i R2, powoduje liniowe narastanie prądu w czasie włączenia tranzystora i liniowe zmniejszenie się prądu w czasie wyłączenia tranzystora. Te zmiany powodują zmiany napięcia na wejściu komparatora K sterującego tranzystorem T1 i w efekcie okresowe włączanie i wyłączanie tranzystora.

Przykład wykorzystania układu scalonego L200 jako stabilizatora impulsowego ilustruje rys. 9. Jest to układ z ujemnym i dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Sygnał ujemnego sprzężenia zwrotnego jest wytwarzany w dzielniku napięcia złożonym z rezystorów R3 i R4 i doprowadzany do wejścia wzmacniacza błędu (końcówka 4). Ponieważ drugie wejście wzmacniacza błędu (nieodwracające) nie jest wyprowadzone z układu scalonego, sygnał dodatniego sprzężenia zwrotnego jest doprowadzany do końcówki 3 za pomocą elementów R1, C3, D2. Napięcie na wyjściu układu (na kondensatorze C) ma dwie składowe: stałą i zmienną, wynikającą z impulsowego działania układu. Wartość średnia napięcia na kondensatorze C (składowa stała) zależy, podobnie jak w przypadku stabilizatora konwencjonalnego, od wartości napięcia odniesienia i stosunku rezystancji rezystorów R3 i R4. Amplituda składowej zmiennej napięcia na kondensatorze C zależy od obciążenia zasilacza i częstotliwości przełączania. Równocześnie ze zmianami napięcia na



Rys. 9. Schemat zasilacza impulsowego

kondensatorze występują zmiany prądu w cewce wokół pewnej wartości średniej, zależnej od obciążenia zasilacza,.

Do wyjścia układu jest dołączony filtr dolnoprzepustowy złożony z elementów L1 i C1, którego zadaniem jest tłumienie składowych zmiennych prądu i napięcia wyjściowego.

Stabilizator impulsowy charakteryzuje się dużą sprawnością energetyczną dochodzącą do 90%,

Opracowano na podstawie:

1. Design note DN318 – Designing around the L200 variable voltage/current regulator IC. SGS-Ates.
2. Design note DN319 – L200 – 1 A/15 V switch-mode regulator. SGS-Ates.

Układ scalony uniwibratora UCY74123N

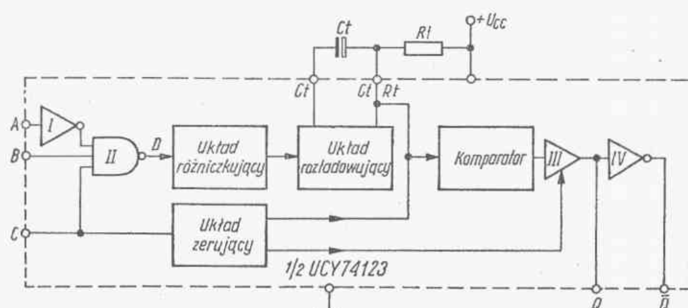
inż. JANUSZ REZLER

Wykonany w technologii TTL układ scalony UCY74123N jest monostabilnym układem czasowym, z wejściem zerującym i dającym impulsy o dobrej stabilności czasu trwania. Układ ma szerokie zastosowanie do generacji i formowania impulsów.

W obudowie układu scalonego UCY74123N mieszczą się dwa identyczne, niezależne od siebie uniwibratory.

Schemat ilustrujący zasadę działania takiego uniwibratora przedstawiono na rys. 1.

Wejścia A, B, C umożliwiają generowanie impulsów na dwóch wyjściach Q i $\overline{Q}$. Wejścia Ct i Rt służą do dołączania zewnętrznych elementów R, C określających czas trwania impulsu na wyjściach.



Rys. 1. Schemat blokowy uniwibratora 1/2 UCY74123N

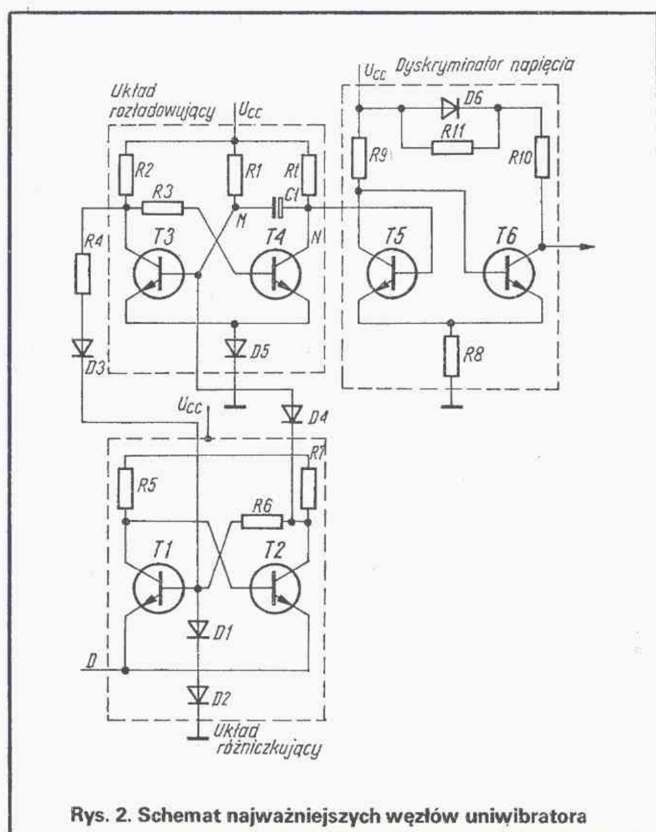
Układ różniczkujący i układ rozładowujący umożliwiają wstępne rozładowanie kondensatora Ct (początek generacji impulsu). Ładowanie kondensatora poprzez rezystor Rt jest kontrolowane za pomocą dyskryminatora napięcia ustalającego maksymalne napięcie ładowania kondensatora. Wyjście dyskryminatora steruje bezpośrednio wyjściami Q i $\overline{Q}$.

Schemat najważniejszych węzłów układu uniwibratora przedstawiono na rys. 2.

Tranzystory T1, T2 tworzą układ różniczkujący, tranzystory T5, T6 – dyskryminator napięcia, natomiast tranzystory T3 i T4 tworzą układ rozładowujący kondensator Ct.

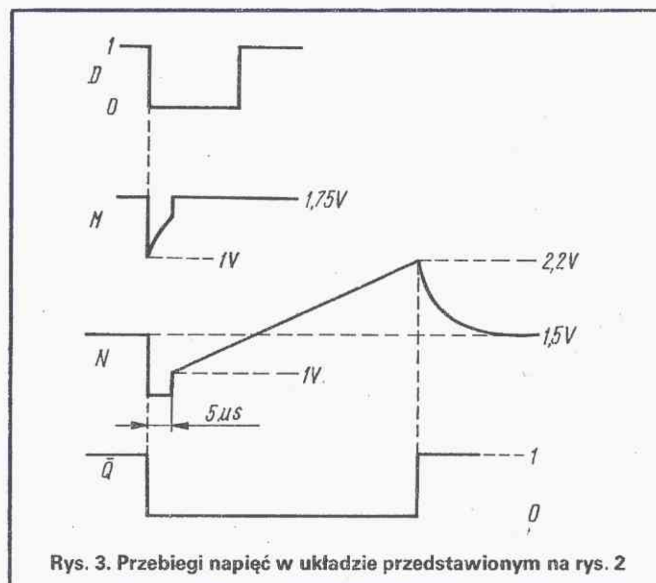
W stanie ustalonym tranzystor T3 jest odetkany, natomiast T4 zatkany. Taki stan tranzystorów T3, T4 jest wymuszony przez wysokie napięcie w punkcie D (rys. 1 i 2), przy czym tranzystory układu różniczkującego T1, T2 są wtedy zatkane. Jeżeli spełniony zostanie iloczyn logiczny – $D = \overline{A \cdot B \cdot C}$, to w punkcie D ustali się napięcie 0 V, tranzystor T2 zostanie nasycony prądem płynącym przez rezystor R5. Dzieje się tak dzięki istnieniu pętli sprzężenia zwrotnego, zawierającej elementy R4 D3, poprzez którą jest blokowany tranzystor T1 do czasu zatkania tranzystora T3.

Nasycenie tranzystora T2 powoduje zatkanie tranzystora T3, a przez to nasycenie tranzystora T4 i rozładowanie kondensato-



Rys. 2. Schemat najważniejszych węzłów uniwibratora

ra Ct poprzez rezystor R1 oraz odetkanie tranzystora T1 przez R4 D3 połączone z zatkaniem tranzystora T2. Kończy się w ten sposób impuls rozładowujący kondensator Ct. Kondensator ten zaczyna następnie ładować się poprzez Rt. Dyskryminator napięcia wykrywa przekroczenie wartości napięcia na kolektorze tranzystora T4, które wynosi około 2,2 V.



Rys. 3. Przebiegi napięć w układzie przedstawionym na rys. 2

Zadziałanie dyskryminatora napięcia jest związane z nasyceniem tranzystora T5, co powoduje rozładowanie kondensatora Ct do napięcia o wartości około 1,5 V.

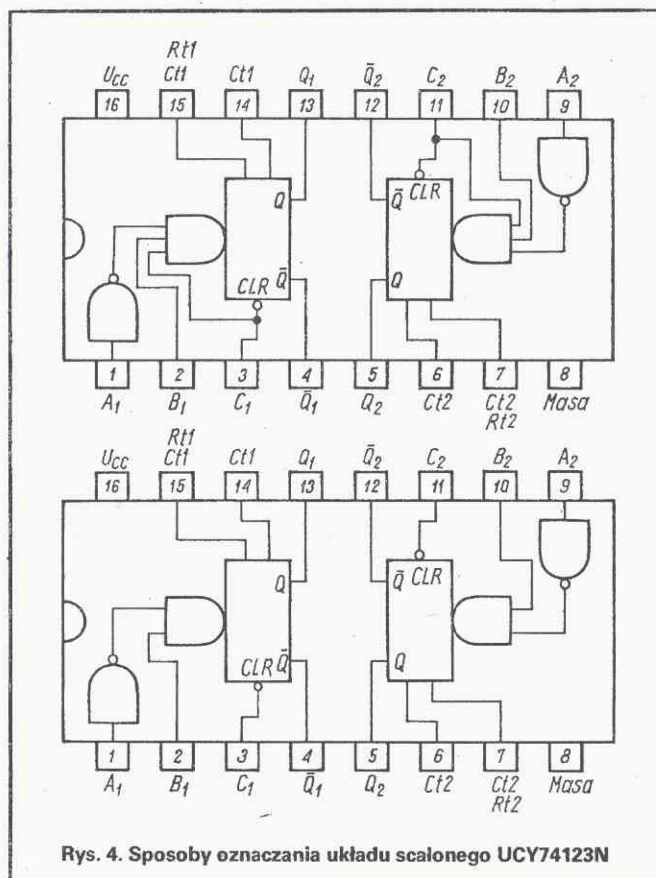
Napięcie na kolektorze tranzystora T4 i wejściu dyskryminatora zmienia się wykładniczo, przy czym czas trwania impulsu wyjściowego T równe jest : $T = Rt \cdot Ct \ln A$ (1)

przy czym:

$A = 1{,}32$ dla UCY74123N

Przebiegi czasowe napięć w różnych punktach układu z rys. 2 przedstawiono na rys. 3.

Spotyka się obecnie dwa sposoby rysowania schematu układu scalonego UCY74123N (rys. 4). Różnica polega na dodaniu połączenia między wejściem C1 lub C2, a bramką iloczynową (tak rysowany jest element UCY74123N w najnowszych katalogach). Dodanie tego połączenia sygnalizuje użytkownikowi układu fakt generacji impulsu na wyjściu od narastającego zbocza impulsu C przy spełnionym warunku $\bar{A}B$. Oczywiście układ scalony UCY74123N niezależnie od sposobu oznaczeń

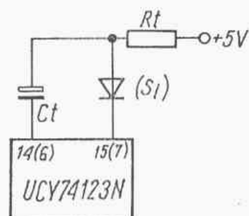


Rys. 4. Sposoby oznaczania układu scalonego UCY74123N

jest niezmieniony. Tablicę stanów układu scalonego UCY74123N przedstawiono na rys. 5. Strzałki oznaczają dodatnie lub ujemne zbocza impulsów. Wprowadzenie stanu logicznego „0" na wejście C powoduje niezależnie od aktualnego stanu wejść A, B i wyjść Q i $\bar{Q}$ ustawienie stanu $Q = 0$ $\bar{Q} = 1$. Zwraca się uwagę, że do opisu działania układu scalonego UCY74123N potrzebna jest znajomość nie tylko tablicy stanów, ale również przebiegów czasowych na wyjściach układu.

We			Wy	
C	A	B	Q	$\bar{Q}$
1	1	X	0	1
1	X	0	0	1
1	0	↑	⊓	⊔
1	↓	1	⊓	⊔
0	X	X	0	1
↑	0	1	⊓	⊔

Rys. 5. Tablica stanów układu scalonego UCY74123N



Rys. 6. Sposób włączenia diody zabezpieczającej do układu scalonego UCY74123N

Jeżeli w układzie scalonym UCY74123N stosuje się kondensator elektrolityczny lub wykorzystuje się wejście C i wartość kondensatora Ct jest większa niż 1000 pF, to należy zastosować dodatkową diodę krzemową (przełączającą). Sposób jej włączenia przedstawiono na rys. 6. Rezystor Rt nie może być w tym

układzie większy niż 0,6 Rt max. Zastosowanie diody zmniejsza czas trwania impulsu wyjściowego, który dla tego przypadku określa wzór:

$$T = 0{,}25 \cdot Rt \cdot Ct\left(1+\frac{0{,}7}{Rt}\right) \qquad (2)$$

Jeżeli w układzie scalonym UCY74123N nie wykorzystuje się wejścia C lub nie stosuje kondensatora elektrolitycznego, to czas trwania impulsu na wyjściu Q wyrażony jest wzorem:

$$Tw = 0{,}28 \cdot Rt \cdot Ct\left(1+\frac{0{,}7}{Rt}\right) \qquad (3)$$

Maksymalna wartość Rt może wynosić 50 kΩ (minimalna 5 kΩ), natomiast wartość pojemności kondensatora Ct jest nieograniczona. Pojemność minimalna (własna) dla Ct = 0 i Rt max nie przekracza 50 pF.
Zmiana napięcia zasilającego o ±5% zmienia czas trwania impulsu wyjściowego o ±1%.
Dla zmian temperatury w dopuszczalnym dla układu scalonego UCY74123N zakresie (0°–70°C) względny czas trwania impulsu wyjściowego zmienia się od około 1,003 dla 0°C do około 0,993 dla +70°C.
Układ scalony UCY74123N bez dołączonego kondensatora Ct generuje impuls o czasie trwania odpowiadającym pojemności około 30...50 pF. Układ bez dołączonego kondensatora Ct i rezystora Rt pod wpływem impulsu na wejściu, generuje grupę impulsów na wyjściu o czasie trwania ok. 20 ns odległych od siebie o około 75 ns.

ZASTOSOWANIA

Układ scalony UCY74123N może mieć ze względu na swoją uniwersalność bardzo różnorodne zastosowania. Dokładne omówienie jego właściwości (nr 1/82 „Re") pozwala użytkownikowi zastosować go w sposób optymalny. Przedstawione tu zostaną jedynie niektóre z bardzo wielu możliwości zastosowań tego układu.

Opóźnianie impulsów

Na rysunku 7 przedstawiono schemat układu opóźniającego impuls wejściowy wraz z przebiegami czasowymi stanów logicznych dla wejść i wyjść układu.
Pierwszy uniwibrator startuje od opadającego zbocza, natomiast drugi od narastającego zbocza impulsu wejściowego.
Jeżeli czas trwania impulsu $\bar{Q}1$ będzie taki sam, jak czas trwania impulsu Q2, to czas trwania impulsu wejściowego zostanie odtworzony na wyjściu z dokładnością z jaką są sobie równe czasy trwania impulsów na wyjściach $\bar{Q}1$ i Q2.
Dla mniejszych czasów opóźnień należy uwzględnić różne czasy propagacji sygnałów z wejścia A1 na $\bar{Q}1$ oraz B2 na Q2.
Regulację opóźnienia (T) uzyskuje się przez jednoczesną zmianę R1, R2 lub C1, C2.

Generacja ciągów impulsów

Układy generacji wraz z przebiegami czasowymi przedstawiono na rys. 8, 9, 10.

Rys. 8. Schemat układu generatora astabilnego wraz z przebiegami czasowymi

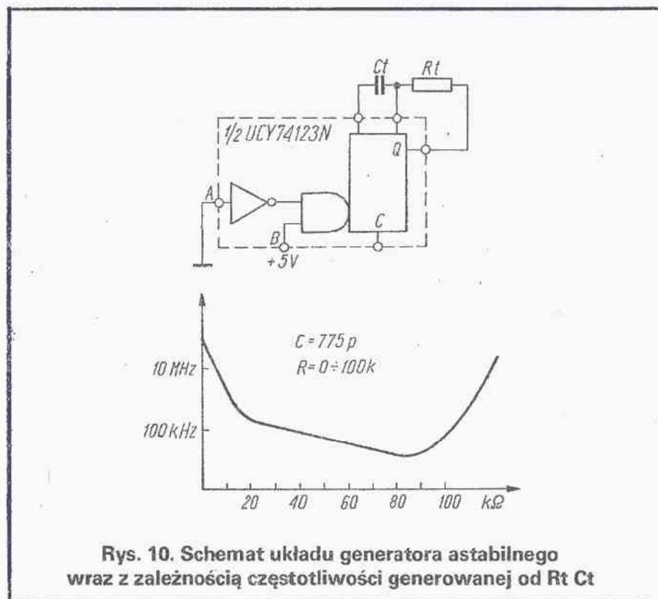
Przy sprzężeniu wyjścia Q z wejściem B (rys. 9) lub wejścia A z wyjściem Q (rys. 8) uzyskuje się czas impulsu niezależny od częstotliwości generowanego napięcia i wynoszący 20...30 ns, co równe jest czasowi propagacji w tych pętlach.
Powiększenie szerokości takiego impulsu jest możliwe przez włączenie w pętlę sprzeżenia zwrotnego parzystej liczby elementów TTL (negujących) lub dowolną (nienegujących); okres generowanego napięcia można obliczyć ze wzoru (3).

Rys. 9. Schemat układu generatora astabilnego wraz z przebiegami czasowymi

Napięcie generowane należy pobierać z wyjścia, które w danym układzie nie jest wykorzystywane dla sprzęgania zwrotnego, gdyż jest na nim prawie pełna amplituda (około 4 V).
Uzyskanie dowolnego (w pewnym zakresie) współczynnika wypełnienia generowanego napięcia jest możliwe w układzie generatora złożonego z dwóch sprzężonych ze sobą uniwibratorów, tak jak przedstawia to rysunek 7.
Przebieg na wyjściu jest sumą dwóch impulsów wygenerowanych niezależnie przez obydwa uniwibratory współpracujące ze sobą szeregowo.
Przy sprzężeniu zwrotnym, zrealizowanym jak w układzie przedstawionym na rys. 10, możliwe jest uzyskanie impulsów o większej szerokości i zmieniającym się z częstotliwością

Rys. 7. Schemat i przebiegi czasowe w układzie opóźniejącym impulsy

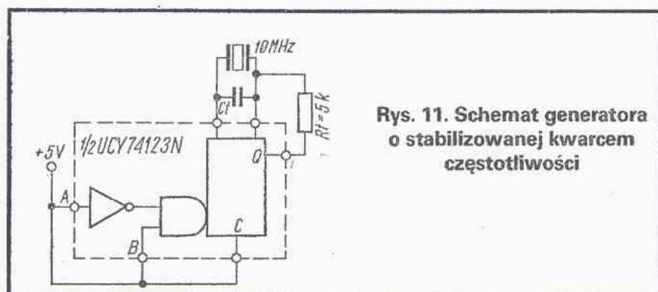
współczynniku wypełnienia od około 0,5 dla Ct = 0, Rt = 22 kΩ i częstotliwości około 10 MHz od około 0,2 dla Ct = 100 μF, Rt = 22 kΩ i częstotliwości generowanej około 1 Hz.
Zależność generowanej częstotliwości od wartości Rt przy stałej wartości C jest przedstawiona na rys. 10, przy czym zakres normalnej pracy kończy się dla rezystancji Rt = 90 kΩ.



Rys. 10. Schemat układu generatora astabilnego wraz z zależnością częstotliwości generowanej od Rt Ct

Generator o stabilizowanej kwarcem częstotliwości

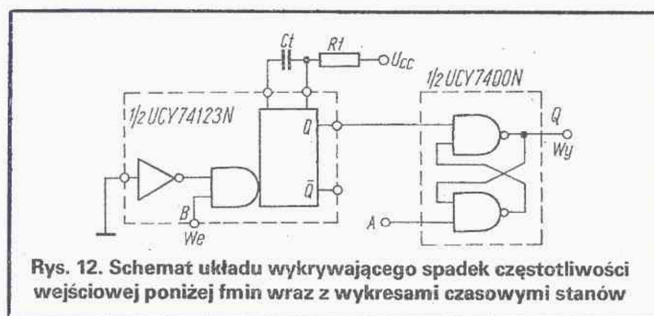
Układ takiego generatora przedstawiono na rys. 11. Wartości Rt Ct dobiera się tak, aby przy pracy układu bez kwarcu uzyskać częstotliwość o kilka procent większą, aniżeli częstotliwość znamionowa kwarcu. Po dołączeniu kwarcu następuje spadek częstotliwości do wartości określonej przez jego parametry.



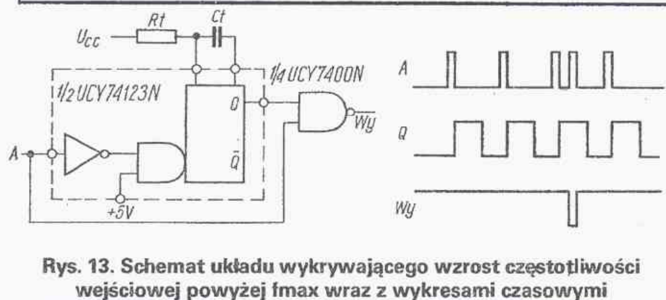
Rys. 11. Schemat generatora o stabilizowanej kwarcem częstotliwości

Dyskryminatory częstotliwości

Schemat układu wykrywającego zmniejszenie się częstotliwości poniżej pewnej wartości zadanej przedstawiono na rysunku 12.
Najmniejsza dopuszczalna częstotliwość wejściowa fwe jest określona przez dobór elementów Rt, Ct, zgodnie ze wzorem (2) lub (3), przy czym fwe $< \frac{1}{T}$.
Jeżeli częstotliwość impulsów wprowadzonych na wejście B jest większa niż częstotliwość wynikająca z czasu trwania pojedynczego impulsu wyjściowego T, to na wyjściu Q trwa cały czas stan wzbudzenia (stan „1") i przerzutnik RS nie jest przestawiony. Jeżeli natomiast choć na 1 okres częstotliwość wejściowa spadnie poniżej częstotliwości progowej, to przerzutnik RS zostanie przestawiony w stan „0". Ponowne uruchomienie układu kontrolującego częstotliwość wymaga przestawienia przerzutnika w stan „1" (podanie „0" na wejście We).
Schemat układu wykrywającego zwiększenie się częstotliwości powyżej pewnej zadanej wartości przedstawiono na rys. 13. Każde opadające zbocze impulsów wejściowych powoduje wyzwalanie uniwibratora. Elementy Rt, Ct powinny być tak dobrane, aby impulsy wejściowe trafiały na momenty, gdy na



Rys. 12. Schemat układu wykrywającego spadek częstotliwości wejściowej poniżej fmin wraz z wykresami czasowymi stanów

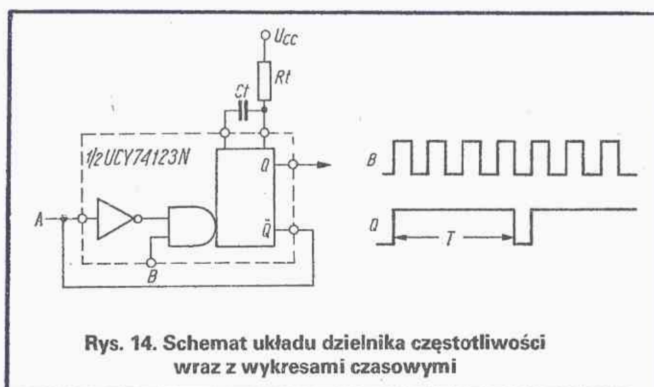


Rys. 13. Schemat układu wykrywającego wzrost częstotliwości wejściowej powyżej fmax wraz z wykresami czasowymi

wyjściu Q jest stan „0". Jeżeli częstotliwość powtarzania wzrośnie powyżej granicy określonej przez równość fwe $= \frac{1}{T}$, to zostanie spełniony iloczyn Wy = We · Q i na wyjściu bramki pojawią się impulsy „0".
Dołączenie do wyjścia tej bramki przerzutnika RS tak, jak w układzie z rys. 12, pozwoli zapamiętać fakt pojawienia się impulsów na tym wyjściu.

Dzielenie częstotliwości

Układ dzielnika częstotliwości przedstawiono na rys. 14. Sprzężenie wyjścia $\bar{Q}$ z wejściem A zapewnia jednokrotną uniwibrację na wyjściu, mimo pojawienia się w czasie trwania uniwibracji impulsów wejściowych. Układ scalony UCY74123N pracuje w tym układzie podobnie jak UCY74121N.



Rys. 14. Schemat układu dzielnika częstotliwości wraz z wykresami czasowymi

Warunkiem poprawnej pracy dzielnika częstotliwości jest odpowiednia relacja między czasem trwania impulsu wyjściowego T a okresem powtarzania impulsów wejściowych określona wzorem:

$$\frac{N-1}{fwe} < T < \frac{N}{fwe}$$

przy czym: N – liczba całkowita.
Wynika z tego również wymaganie na stałość częstotliwości wejściowej oraz wymaganie na dobrą stabilność czasu T.

LITERATURA

1. The TTL Data Book for Design Engineers. Texas Instruments Catalogue. 1971.
2. Raudin A. – Note d'application technique – Sescosem monostable et trigger. 1971.
3. Rezler J. – Układy uzależnień czasowych z wykorzystaniem układu UCY74123N. Elementy półprzewodnikowe i układy scalone. Przemysłowy Instytut Elektroniki nr 3/1976.

Automatyczne włączanie światła rowerowego podczas postoju

Jazda rowerem po zmierzchu bywa niebezpieczna. Prądnica rowerowa dostarcza wystarczającego napięcia tylko podczas dość szybkiej jazdy, natomiast podczas postoju światła roweru w ogóle się nie świecą. Może to być przyczyną najechania na rowerzystę przez inny pojazd.

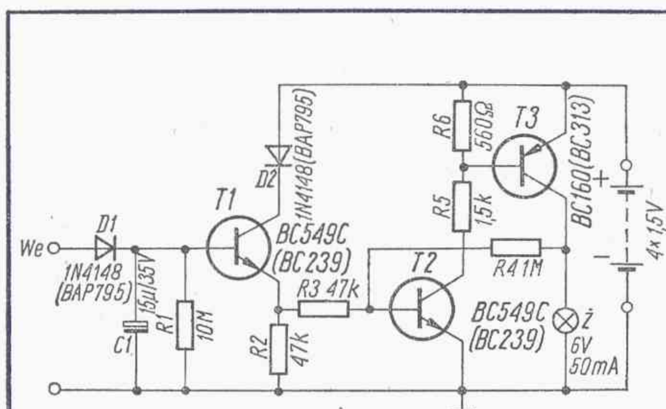
Prosty układ, przedstawiony na rys. 1, zapewnia świecenie tylnego światła ostrzegawczego z jednakową intensywnością nie tylko w czasie jazdy, ale i podczas zatrzymania roweru przez okres około 4 minut.

Wejście układu dołącza się do prądnicy rowerowej. Gdy prądnica pracuje, uzyskane z niej napięcie, po wyprostowaniu i wyfiltrowaniu wysterowuje tranzystor T1, a wraz z nim tranzystory T2 i T3. Będący w stanie nasycenia tranzystor T3 umożliwia przepływ prądu z baterii B przez żarówkę Ż znajdującą się w tylnej lampie sygnalizacyjnej roweru. Po zatrzymaniu roweru prądnica przestaje wytwarzać napięcie, ale napięcie sterujące tranzystor utrzymuje się jeszcze około 4 minut, to znaczy do czasu rozładowania kondensatora elektrolitycznego C1 przez rezystor R1. Po zatkaniu tranzystora T1 również i przerzutnik Schmitta z tranzystorami T2 i T3 wraca do stanu początkowego i żarówka gaśnie.

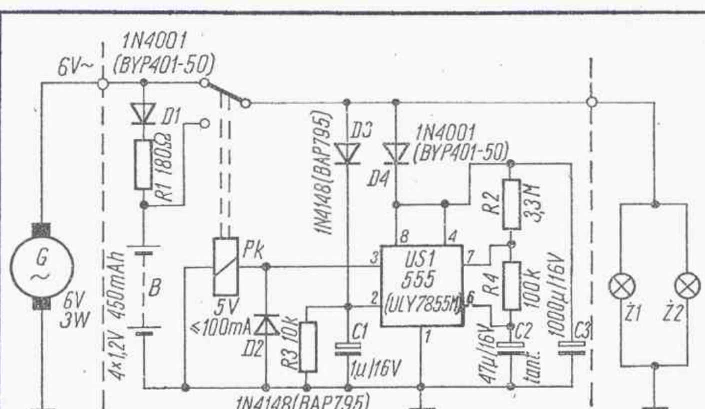
Mimo niewielkiego poboru prądu przez żarówkę (ok. 50 mA) baterie mogą pracować, zależnie od sposobu eksploatacji roweru, 20...30 godzin, jeśli do zasilania użyto ogniw R20.

Opisane poniżej dwa układy, o podobnym jak poprzedni zastosowaniu, wykorzystują prądnicę rowerową do ładowania baterii akumulatorów.

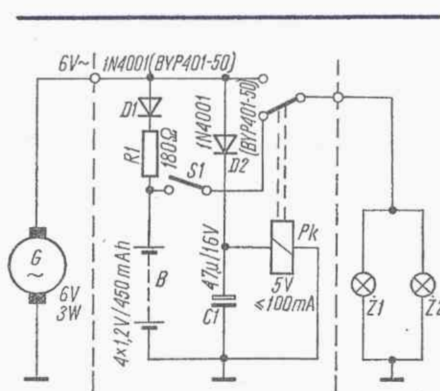
Bardzo prosty układ, przedstawiony na rys. 2, umożliwia automatyczne przełączenie oświetlenia roweru podczas postoju na zasilanie bateryjne. Podczas jazdy prądnica dostarcza energii do żarówek przedniej i tylnej lampy oraz umożliwia, za pomocą diody prostowniczej D1 oraz rezystora ograniczającego R1, doładowywanie akumulatorków B. Jednocześnie za pomocą diody D2 jest zasilana cewka przekaźnika Pk. Po zatrzymaniu roweru zanika prąd w cewce przekaźnika Pk, a jego zestyki przełączają żarówki do obwodu zasilania bateryjnego. Po zakończeniu jazdy należy wyłączyć oświetlenie dodatkowym wyłącznikiem W. Jeżeli się o tym zapomni, akumulatorek zostanie całkowicie rozładowany. Tej wady nie ma bardziej rozbudowany układ przedstawiony na rys. 3.



Rys. 1. Schemat układu przełączającego światło roweru



Rys. 3. Schemat układu przełączającego z układem scalonym



Rys. 2. Schemat prostego układu przełączającego z możliwością ładowania baterii

Odłączenie żarówek od akumulatorka następuje automatycznie po upływie ok. 3 minut po zatrzymaniu roweru. Lewa część układu jest identyczna jak na rys. 2, natomiast wykorzystano układ scalony typu 555 do samoczynnego odłączania żarówek od akumulatorka.

Po zatrzymaniu roweru prądnica przestaje zasilać żarówki. W tym momencie na końcówce 2 układu scalonego US1 powstaje ujemny impuls, który powoduje włączenie przekaźnika Pk połączonego z końcówką 3 i przełączenie zestyków przekaźnika. Stan ten trwa tak długo, aż napięcie na końcówce 6 nie zrówna się z napięciem odniesienia wytwarzanym w układzie scalonym. Wtedy przekaźnik się wyłączy, a jego zestyki odłączą akumulatorek od żarówek. Czas, podczas którego żarówki czerpią prąd z akumulatorka wynosi około 3 minuty. Długość tego okresu można regulować dobierając wartości elementów R2 i C2. „J"

Opracowano na podstawie „Elektor" nr 7-8/80.

Przetwornik napięcie-częstotliwość

MAREK PIOTROWSKI

Przetworniki napięcie-częstotliwość konstruuje się dość łatwo i uzyskuje dobre parametry, co sprawia że są one często stosowane w konstrukcjach amatorskich mierników cyfrowych.

Poniższy opis dotyczy wykonanego i praktycznie wypróbowanego układu przetwarzania wielkości analogowej – napięcia wejściowego, na cyfrową wielkość wyjściową – częstotliwość. Przetwornik ma tę zaletę, że po uzupełnieniu go dzielnikami wejściowymi, wtórnikiem lub wzmacniaczem, prostownikiem idealnym, źródłem prądowym itp. może współpracować z dowolnym częstościomierzem cyfrowym, tworząc wraz z nim uniwersalny miernik cyfrowy.

DANE TECHNICZNE

Napięcie zasilania i pobór prądu:
+5 V/20 mA; –5 V/3 mA
Nieliniowość przetwarzania:
Uwe = 0,1 mV...1,5 V mniejsza niż 0,1%
Współczynnik zamiany: 10 kHz/V
Rezystancja wejściowa: około 1 kΩ
Wyjście: ciąg impulsów o poziomach zgodnych z napięciami poziomów logicznych układów TTL

OPIS DZIAŁANIA

Schemat ideowy przetwornika przedstawiono na rysunku 1.

Doprowadzenie ujemnego napięcia do wejścia integratora US1 powoduje liniowe narastanie dodatniego napięcia wyjściowego. Nachylenie przebiegu tego napięcia jest wprost proporcjonalne do wielkości napięcia wejściowego, a odwrotnie proporcjonalne do stałej czasowej RC1. Napięcie z wyjścia integratora jest doprowadzane do wejścia przerzutnika monostabilnego US2, działającego jak przerzutnik Schmitta.

Przekroczenie progu zadziałania przerzutnika (około 1,5 V) powoduje generację krótkiego, dodatniego impulsu na wyjściu uniwibratora. Impuls ten steruje kluczem tranzystorowym T1, który rozładowuje kondensator C1 integratora. Napięcie na wyjściu integratora osiąga wartość równą zeru i po zaniku impulsu na bazie tranzystora, proces ładowania powtarza się. Wynikiem cyklicznego ładowania i rozładowywania kondensatora C1 jest pojawienie się ciągu impulsów prostokątnych na wyjściu przerzutnika monostabilnego o częstotliwości proporcjonalnej do napięcia wejściowego przetwornika.

OPIS KONSTRUKCJI i REGULACJA

Elementy przetwornika zmontowano na płytce o wymiarach 50×40 mm, z laminatu o grubości 1,5 mm, jednostronnie pokrytego miedzią. Płytkę zaopatrzono w szpilki wtyku Cannona, umożliwiające wygodny montaż i regulację.

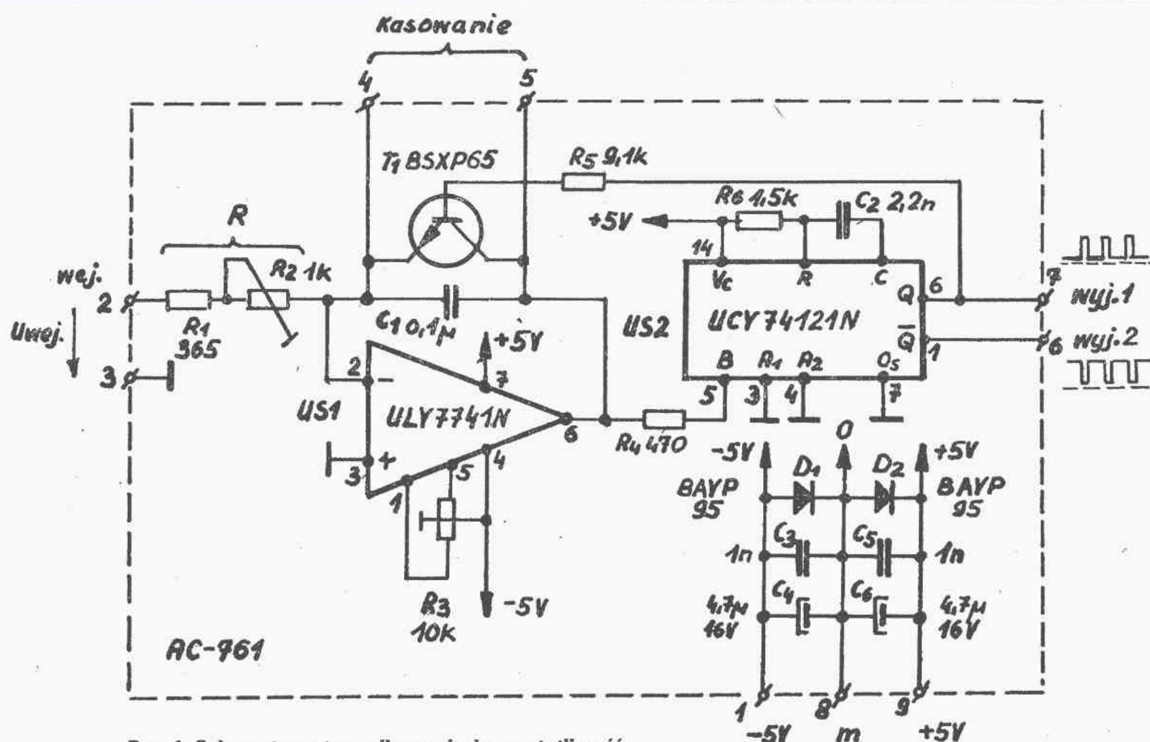
Rozmieszczenie elementów na płytce przedstawiono na rysunku 2. Połączenie drutowe (cienką srebrzanką) od strony elementów zaznaczono na rysunku 2 linią przerywaną.

Regulacja przetwornika sprowadza się do takiego ustalenia położeń suwaków potencjometrów R2 i R3, aby uzyskać minimalną nieliniowość i odpowiedni zakres przetwarzania.

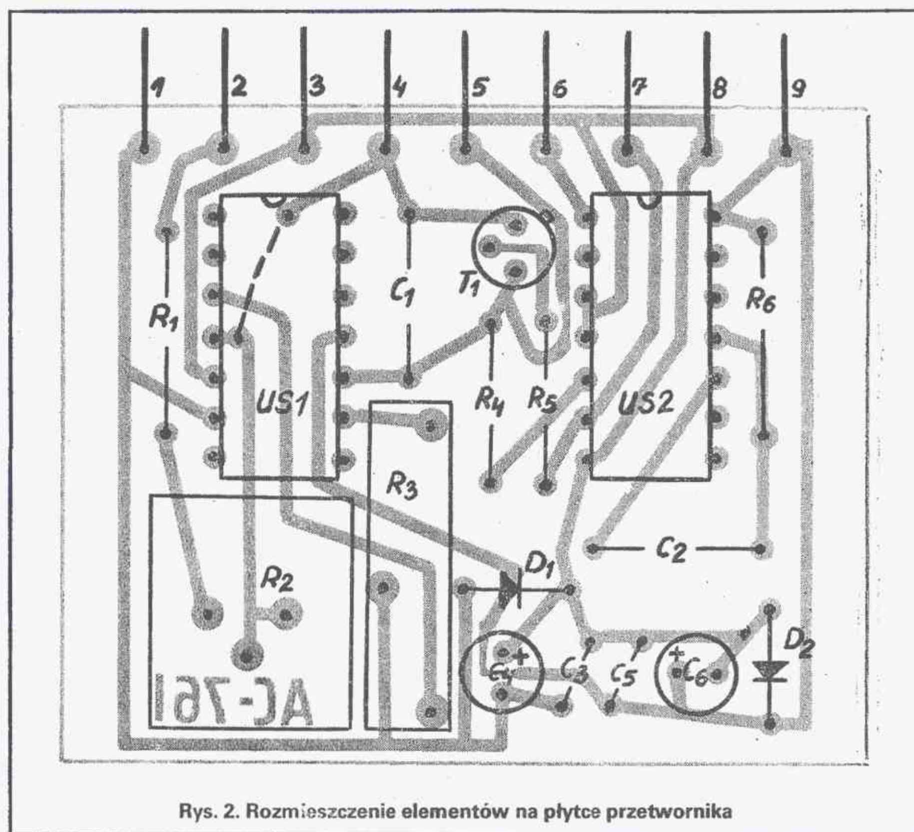
Do regulacji jest potrzebny stabilizowany zasilacz ±5 V, woltomierz cyfrowy i częstościomierz.

Wyjścia Q lub Q układu scalonego US2, czyli końcówki 7 lub 6 należy połączyć z częstościomierzem. Między ujemny biegun zasilacza a wspólną masę należy przyłączyć potencjometr wieloobrotowy o wartości około 1 kΩ. Suwak potencjometru połączyć z wejściem przetwornika i woltomierza cyfrowego:

- Ustawić napięcie wejściowe około 0,5 V, przy którym częstościomierz powinien wskazywać częstotliwość 4...6 kHz; w razie braku generacji należy na chwilę zewrzeć końcówki 4, 5 przetwornika.
- Ustawić napięcie wejściowe 0,000 V (zwarcie suwaka potencjometru zewnętrznego do masy). Potencjometrem R3 zrównoważyć wzmacniacz US1 tak, aby częstotliwość wyjściowa była równa 0,0000 kHz.



Rys. 1. Schemat przetwornika napięcie-częstotliwość



Rys. 2. Rozmieszczenie elementów na płytce przetwornika

- Ustawić napięcie wejściowe 1,500 V, potencjometrem R2 ustalić wskazania na częstościomierzu 15,000 kHz.
- Ponownie zewrzeć suwak potencjometru zewnętrznego z masą i skorygować ewentualny błąd wskazań potencjometrem R3.

Regulację należy przeprowadzić po kilku minutach od chwili włączenia napięć zasilających, w celu wyrównania warunków termicznych pracy elementów przetwornika. Ponieważ napięcie progowe przerzutnika monostabilnego US2 oraz szerokość generowanego impulsu zależą od temperatury, dla zwiększenia dokładności przetwarzania w warunkach zmiennej temperatury otoczenia można układ scalony US2 umieścić w termostacie.

WYKAZ ELEMENTÓW

Układy scalone
US1 – ULY7741N lub μA741PC
US2 – UCY74121N lub SN74121N

Tranzystory
T1 – BSXP65 lub 2N2222A

Diody
D1, D2 – BAYP95 lub 1N4151

Rezystory
R1, R6 – 0,125 W 2% AT
R4, R5 – 0,25 W 5% MŁT
R2, R3 – potencjometry wieloobrotowe, cermetowe (Helitrim)

Kondensatory
C1 – 0,1 μF/100 V ±20% MKSE
C2 – 22 nF/100 V ±5% KSF-024
C3, C5 – 1 nF/63 V ±20% ceramiczny
C4, C6 – 4,7 μF/10 V tantalowy 196D

LITERATURA

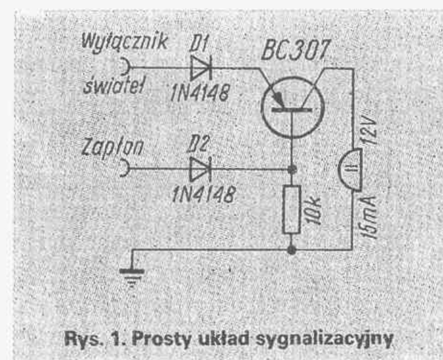
Bogdan T. – Multimetry cyfrowe. WKŁ Warszawa 1978

re elektronika samochodowa

Dźwiękowa sygnalizacja przypominająca o włączonych światłach w samochodzie

Kierowcy jeżdżący w pochmurne dni jesienne i zimowe często zapominają wysiadając z samochodu o wyłączeniu pozostawionych świateł mijania. Jeśli do samochodu wrócą po kilku godzinach okaże się, że akumulator już się wyładował i samochodu nie można uruchomić. Uniknąć tego rodzaju kłopotów jest dość łatwo. Prosty układ elektroniczny przypomni kierowcy o konieczności wyłączenia świateł.

Najprostszy układ, bo zawierający jedynie tranzystor typu p-n-p i dwie diody, przedstawiono na rys. 1. Działanie układu jest również proste. Dopóki obwody zapłonu i świateł mijania są włączone, baza i emiter tranzystora T mają identyczne napięcia, a tranzystor jest zatkany. Jeżeli teraz wyłączy się obwód zapłonu, baza otrzyma ujemne napięcie od strony masy za pośrednictwem rezystora 10 kΩ. Tranzystor będzie w pełni wysterowany i uruchomi sygnał dźwiękowy, którym jest brzęczyk.



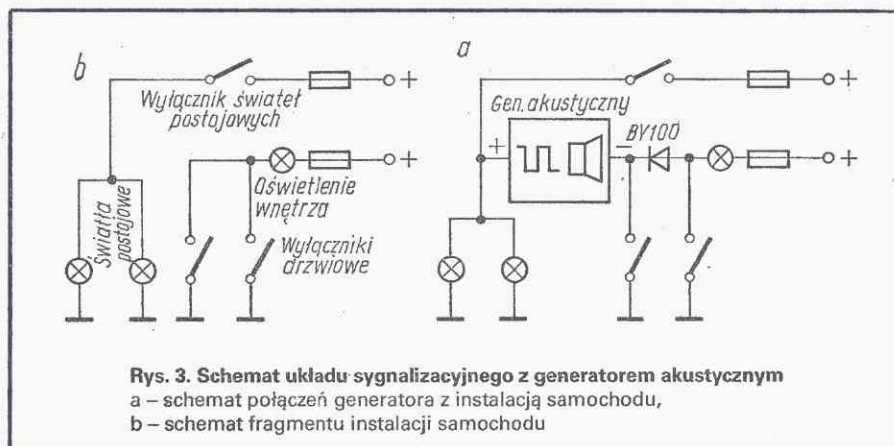
Rys. 1. Prosty układ sygnalizacyjny

Funkcje brzęczyka może spełniać z powodzeniem miniaturowy przekaźnik z cewką (12 V), pobierającą możliwie mały prąd, nie przekraczający 80 mA. Aby przekaźnik funkcjonował jako brzęczyk, uzwojenie trzeba połączyć szeregowo ze stykami biernymi. Może okazać się konieczne dołączenie równoległe do uzwojenia cewki, diody chroniącej tranzystor przed przepięciami powstającymi w chwili przerywania obwodu cewki przekaźnika.

Innego rodzaju układ przedstawiono na rys. 2. Źródłem sygnału dźwiękowego jest tu głośnik sterowany generatorem akustycznym, w skład którego wchodzą dwa tranzystory tworzące parę komplementarną. Układ może być zasilany napięciem 12 V lub 6 V. Częstotliwość pracy genera-

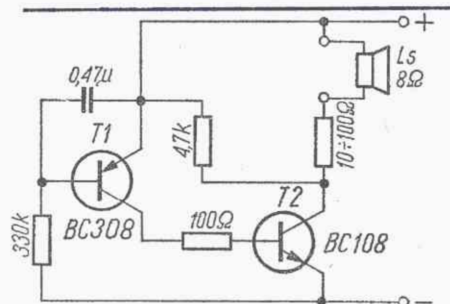
tora można zmienić dobierając wartość kondensatora, natomiast głośność sygnału ustala się dobierając wartość rezystora R.

Przyjęte zostało założenie, że urządzenie powinno alarmować dopiero wtedy, gdy kierowca pozostawiając włączone światła wyłączy zapłon, otworzy drzwi i będzie opuszczał samochód. Dostosowany do takiego założenia schemat połączeń urządzenia z instalacją elektryczną samochodu przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Schemat układu sygnalizacyjnego z generatorem akustycznym
a – schemat połączeń generatora z instalacją samochodu,
b – schemat fragmentu instalacji samochodu

„Plus" układu generatora jest dołączony

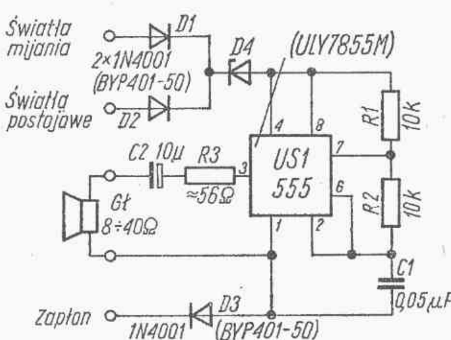


Rys. 2. Schemat generatora akustycznego

do przewodu łączącego wyłącznik świateł z zespołem żarówek, natomiast „minus" łączy się z obwodem włączników drzwiowych, włączających oświetlenie samochodu z chwilą otwarcia drzwi. Ten bardzo prosty opis wymaga jednak uzupełniających objaśnień.

Instalacja elektryczna samochodu jest zaprojektowana w taki sposób, że światła pozycyjne są włączone również wtedy, gdy świecą się światła drogowe lub światła mijania. Generator można zatem dołączyć do obwodu świateł pozycyjnych lub świateł mijania, a wtedy sygnalizowane będzie pozostawienie tylko świateł mijania, względnie jednych i drugich. Dioda prostownicza może znaleźć zastosowanie w tych samochodach, w których istnieją rozdzielone obwody wyłączników drzwiowych prawej i lewej strony samochodu, jak np. w „Polonezie". Dzięki diodzie pasażer może wysiąść podczas postoju samochodu z zapalonymi światłami nie powodując włączenia sygnalizacji.

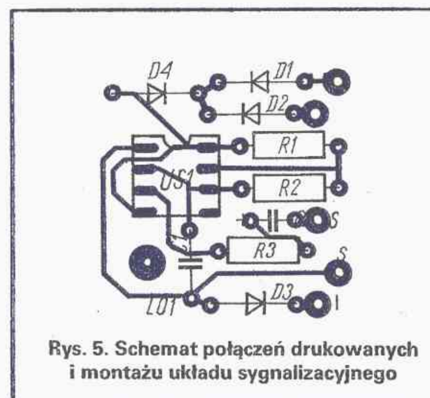
Inne urządzenie sygnalizacyjne skonstruowano wykorzystując układ scalony typu 555 (rys. 4). Diody D1 i D2 tworzą układ logiczny „lub", dzięki któremu napięcie zasilające może zostać dołączone do końcówek zasilania układu scalonego US1. Dioda D3 zapobiega przepływowi wstecz-



Rys. 4. Schemat sygnalizatora z układem scalonym

nego prądu w przypadku, gdy włączony jest tylko obwód zapłonu. Jeśli włączone są jedne ze świateł oraz zapłon, to nie powstaje różnica potencjałów między końcówkami zasilania układu scalonego US. Z Chwilą wyłączenia zapłonu powstaje spadek napięcia powodujący uruchomienie układu sygnalizacyjnego. Częstotliwość dźwięku można zmieniać dobierając wartości elementów R1, R2, C1. Za pomocą rezystora R3 ustala się głośność sygnału.

Dioda Zenera D4 może się okazać potrzebna, jeżeli istniejące w instalacji samochodu spadki napięć w przewodach



Rys. 5. Schemat połączeń drukowanych i montażu układu sygnalizacyjnego

powodują, że napięcie między punktami M oraz Z jest wyższe niż 1,4 V. Napięcie diody Zenera powinno być nieco wyższe niż „nadwyżka" ponad 1,4 V.

Na rysunku 5 przedstawiono schemat montażowy układu.

LITERATURA

1. „ELO" 11 i 12/1980
2. „Popular Electronics" 1/81

„J"



radioamatorstwo w LOK

Łącznościowcy LOK podsumowali swoją działalność

W Centralnym Ośrodku Szkolenia LOK w Poznaniu odbyła się doroczna narada kierowników wojewódzkich ośrodków szkolenia i sportów techniczno-obronnych łączności LOK. Podsumowano działalność szkoleniowo-sportową w 1981 r. i nakreślono program działania na 1982 r.

W naradzie uczestniczył dyrektor ds. sportów obronnych i politechnicznych ZG LOK płk mgr Kazimierz Konarski. Ocenę realizacji zadań szkoleniowo-sportowych za rok ubiegły przedstawił kierownik Działu Szkolenia i Sportów Technicznych Łączności ZG LOK ppłk inż. Walerian Sadło.

Z przedstawionej informacji wynika m. in., iż mimo niesprzyjających warunków i trudności występujących w 1981 r., wszystkie przewidziane imprezy i zawody w sportach techniczno-obronnych łączności przeprowadzono zgodnie z planem, a to dzięki dużej pomocy i zaangażowaniu

Cd. na str. 28

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

NR 3 (260) CZERWIEC 1982 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa, Tel. 26-73-73

DZIAŁALNOŚĆ POLSKIEGO ZWIĄZKU KRÓTKOFALOWCÓW W OKRESIE STANU WOJENNEGO

Mimo zawieszenia licencji krótkofalarskich z chwilą ogłoszenia stanu wojennego w Polsce i konieczności zdeponowania przez krótkofalowców sprzętu nadawczego i nadawczo-odbiorczego, działalność Polskiego Związku Krótkofalowców nie uległa zawieszeniu. Utrudnienia związane z ograniczeniem ruchu pocztowego i łączności telefonicznej odbiły się co prawda na pracy instancji Związku, jednak biuro ZG PZK, a także biura Oddziałów Wojewódzkich PZK działały nieprzerwanie i względnie normalnie, załatwiając najpilniejsze bieżące sprawy i wyjaśniając wątpliwości, związane z ograniczeniem działalności krótkofalarskiej. Biura QSL nieprzerwanie przyjmowały karty z zagranicy i w obrocie krajowym. Wstrzymana jest jednak wysyłka kart QSL za granicę.

Nieprzerwanie odbywały się comiesięczne posiedzenia Prezydium ZG PZK. W tym roku odbyły się posiedzenia: 30 stycznia, 27 lutego, 27 marca, 17 kwietnia i 8 maja. Przewidziane jest posiedzenie plenarne Zarządu Głównego PZK w dniu 29 maja.

Na posiedzeniu styczniowym Prezydium opracowało tekst pisma skierowanego do wszystkich Oddziałów Wojewódzkich. Stwierdzono w nim, że PZK jako organizacja społeczna wyższej użyteczności, której działalność nie została zawieszona w okresie stanu wojennego, powinna prowadzić normalną działalność statutową z uwzględnieniem ograniczeń związanych z czasowym zawieszeniem licencji nadawczych. W pasmie tym zalecono oddziałom i klubom m. in. kontynuowanie szkolenia, porządkowanie ewidencji, spraw finansowych i gospodarki materiałowej, natomiast członkom zalecono usuwanie zaległości w wysyłce kart QSL i zgłoszeń na dyplomy, prowadzenie działalności konstruktorskiej z wyłączeniem urządzeń lub stopni nadawczych oraz rozwinięcie działalności publicystycznej na łamach miesięczników „Radioelektronik" i „Biuletyn PZK".

Na tym samym posiedzeniu podjęto decyzję o odwołaniu tegorocznych zawodów SP DX Contest i omówiono możliwość oraz tryb starań w kierunku przywrócenia licencji krótkofalarskich tak szybko, jak tylko to będzie możliwe.

Na posiedzeniu Prezydium w lutym br. dokonano podsumowania wyników IV Plenum ZG PZK, które odbyło się na początku grudnia 1981 r., a także dokonano – przy udziale przedstawicieli Zarządu Oddziału Wojewódzkiego PZK w Warszawie – oceny pracy tego oddziału. Przyjęto rezygnację z dniem 31 maja br. kol. Anatola Jeglińskiego SP5CM z funkcji dyrektora Biura ZG PZK, złożoną przez niego w związku z przebytą w końcu 1981 r. ciężką chorobą i ogólnym złym stanem zdrowia. W sprawach bieżących Prezydium omówiło wstępnie przygotowania reprezentacji Polski na II Mistrzostwa Świata w Amatorskiej Radiolokacji Sportowej, które odbędą się we wrześniu w Bułgarii.

Na następnych posiedzeniach Prezydium opracowało i przyjęło harmonogram pracy do końca roku, omawiało aktualną sytuację w PZK, podejmowało kolejne kroki w kierunku rychłego przywrócenia licencji nadawczych, opracowało porządek dzienny V Plenum ZG PZK i niektóre dokumenty na to posiedzenie. Ustalono, że w II Mistrzostwach Świata w ARS weźmie udział sześcioosobowa reprezentacja Polski z trenerem i sędzią międzynarodowym. Kierownikiem ekipy będzie prezes PZK. Na koszty przygotowania i udziału ekipy w mistrzostwach otrzymano dotację z Głównego Komitetu Kultury Fizycznej i Sportu w wysokości 325 tys. złotych.

Wewnętrzny miesięcznik organizacyjny „Biuletyn PZK" zachował ciągłość numerów i nadal jest dostarczany pocztą prenumeratorom. W lutym uzyskano zgodę na wysyłkę gotowych już ostatnich numerów pisma z roku 1981, a także na druk i rozsyłanie kolejnych numerów tegorocznych. Wydano już i rozesłano 4 pierwsze tegoroczne numery o objętości zmniejszonej z 32 do 24 stron, co spowodowane zostało znacznym wzrostem cen usług poligraficznych i papieru, a także poważnie zmniejszonym dopływem materiałów do redakcji. Przewiduje się wydanie w tym roku 2 lub 3 numerów podwójnych „Biuletynu PZK", ze względu na wzrost opłat pocztowych od 1 kwietnia br. Pierwszy numer podwójny (5–6) ukaże się w czerwcu.

Ze względu na brak interesujących nas wyników zawodów i nieaktualność regulaminów najbliższych zawodów, w „Biuletynie PZK" przeważają obecnie wypowiedzi dyskusyjne, wiadomości organizacyjne, reportaże i wiadomości techniczne.

W numerze grudniowym „Biuletynu PZK" z roku ubiegłego, rozesłanym w marcu br., została zamieszczona ankieta, dotycząca potrzeb krótkofalowców w zakresie urządzeń, usług i publikacji. Ankieta ta ma posłużyć Komisji Technicznej ZG PZK i Wydawnictwom PZK do ukierunkowania ich działalności odpowiednio do zgłaszanych potrzeb. Napłynęło już wiele odpowiedzi stanowiących cenny materiał dla zainteresowanych komórek PZK. Po zakończeniu napływu odpowiedzi zostanie przeprowadzona ich analiza, a zbiorcze wyniki będą opublikowane i będą oczywiście uwzględnione w planach pracy PZK.

W ramach wydawnictw nieperiodycznych Redakcji i Administracji „Biuletynu PZK" wydano broszurę opracowaną przez przewodniczącego Grupy Roboczej ARS 1 Regionu IARU mgr inż. Krzysztofa Słomczyńskiego SP5HS pt. „Amatorska Radiolokacja Sportowa". Broszura ta zawiera na 99 stronach zbiór niezbędnych wiadomości metodycznych i technicznych z tej dziedziny, a także szereg schematów i opisów urządzeń ARS. Cena broszury wynosi 50 zł przy odbiorze z siedziby ZG PZK (Warszawa, ul. Nowy Zjazd 1). Po uzyskaniu zgody na wysyłkę broszury pocztą, będzie ona dostarczana zamawiającym tą drogą na ich koszt.

W przygotowaniu do druku znajduje się następna broszura pt. „Amatorska łączność radiotelefoniczna FM w pasmie 144 MHz", autorstwa Wiktora Chojnackiego SP5QU. Broszura ta o nieco większej objętości będzie kosztować 60 zł i powinna ukazać się w IV kwartale br. Czytelnicy znajdą w niej wskazówki dotyczące przestrajania radiotelefonów profesjonalnych na dwumetrowe pasmo amatorskie oraz rady dotyczące organizacji i eksploatacji amatorskich sieci UKF-FM. Dalsze tematy z tej serii broszur znajdują się w opracowaniu. *SP5QU*

 Cd. ze str. 26

aktywu społecznego, pomocy udzielanej przez jednostki wojskowe, dyrekcje szkół i zakłady pracy, a także dzięki dużej operatywności kierowników zarządów wojewódzkich LOK, szczególnie organizatorów zawodów rejonowych i centralnych.
O udanym sezonie sportów techniczno-obronnych (zawody sprawnościowe radiotelegrafistów, zawody w wieloboju łączności i radiopelengacji) świadczą konkretne dane. Zorganizowano 310 imprez i zawodów, w których startowało 5046 zawodników. Jest to, w stosunku do 1980 r., o 12 imprez i 206 zawodników więcej. Najlepsze wyniki uzyskały województwa: Łódź (25 tytułów mistrzowskich indywidualnych i zespołowych), Bydgoszcz (19), Gorzów Wlkp. (13), Białystok, Lublin i Szczecin (po 12).
Ekipy LOK uczestniczące w międzynarodowych zawodach w wieloboju łączności „Braterstwo i Przyjaźń" – nie osiągnęły większych sukcesów. Natomiast w amatorskiej radiopelengacji juniorki i juniorzy startowali w ZSRR, przy czym zajęcie II miejsca w konkurencji zespołowej w paśmie 3,5 MHz przez nasze dziewczęta odnotowano jako miłą niespodziankę.
Oceniono także działalność szkoleniową. Zadania w zakresie szkolenia na rok 1981 w pełni wykonało 26 zarządów wojewódzkich. Do przodujących województw zaliczają się: Katowice, Gdańsk, Warszawa i Radom. Wzrost liczby szkolących się odnotowano w województwach: Bielsko-Biała, Piła, Ostrołęka, Rzeszów i Opole. Natomiast w woj. częstochowskim i skierniewickim brak jakiejkolwiek działalności szkoleniowej w tym zakresie.
Wiele województw przejawia inicjatywę w poszukiwaniu nowych form szkolenia odpłatnego. Dla przykładu ZW LOK we Wrocławiu zorganizował, tytułem próby, szkolenie radiotelegrafistów dla potrzeb sił zbrojnych. Szefostwo Wojsk Łączności Okręgu Śląskiego wydało o rezultatach tego szkolenia bardzo pozytywną opinię. Istnieje szansa zorganizowania go w skali ogólnopolskiej. W Poznaniu czyni się starania o zorganizowanie szkolenia w zakresie obsługi dalekopisów stacji teleksowych. Ministerstwo Łączności zaoferowało daleko idącą pomoc w wyposażeniu bazy szkoleniowo-technicznej oraz pomoc instruktorską.
W zakresie rozwoju bazy technicznej w naszej organizacji stwierdzono widoczny postęp w zaopatrzeniu w odbiorniki do radiopelengacji. Zakupiono ich 450 na pasmo 144 MHz i poczyniono przygotowania do produkcji odbiorników na pasmo 3,5 MHz. Wyprodukowano dalszych 12 kompletów nadajników automatycznych do radiopelengacji. Do prowadzenia treningów wykonano natomiast 60 mininadajników, tzw. „pikaczy".
Centralny Warsztat Techniczny LOK w Pabianicach opracował i wyprodukował dwa egzemplarze (informacyjne) transceivera na pasma radioamatorskie KF i przewiduje podjęcie ich seryjnej produkcji.
Realizując wnioski z narady w Otwocku, ZG LOK stworzył warunki do powołania nowego warsztatu technicznego. Zlokalizowano go w Olsztynie. Należy oczekiwać, iż w niedługim czasie podjęta zostanie pożyteczna działalność techniczna, służąca potrzebom klubów i indywidualnym nadawcom.
W trakcie narady zademonstrowano także nowy rodzaj sprzętu, wykonanego przez Okręgowy Inspektorat PIR w Zielonej Górze, a przystosowanego do amatorskiej radiokomunikacji, tj. pracy w systemie dalekopisowym (RTTY) i telewizji amatorskiej (STTV). Dyrektor OI PIR inż. Tadeusz Kuryłło demonstrując praktyczne działanie tych urządzeń, poinformował o możliwości podjęcia produkcji i warunkach sprzedaży dla klubów oraz indywidualnych nadawców.
W dyskusji zabierający głos kierownicy WOS i STOŁ mówili o problemach, z jakimi spotykają się na co dzień w swej pracy. Podzielili się również uwagami i doświadczeniami z działalności organizacyjnej, szkoleniowej i sportowej. Podkreślali, iż w obecnej sytuacji konieczna jest zmiana stylu pracy. Trzeba wzmóc aktywność, organizować więcej kursów i imprez oraz atrakcyjnych zawodów. W tym kontekście liczą się inicjatywy, bo aby rozwijać działalność trzeba na siebie zarabiać.
Dyskutanci podkreślali także, iż w żadnym razie nie należy rezygnować z przeprowadzania zawodów, które zostały ujęte w kalendarzu imprez na 1982 r. Jednocześnie wysunięto postulat pod adresem władz LOK i PIR o podjęcie starań w celu uzyskania zgody na uruchomienie działalności krótkofalarskiej w „eterze".
Do zagadnień poruszanych w sprawozdaniu i omawianych w dyskusji, ustosunkował się dyr. płk mgr Kazimierz Konarski. Po stwierdzeniu, iż działalność łącznościowców LOK w ubiegłym roku została oceniona bardzo pozytywnie, poinformował zebranych, że w Ministerstwie Łączności złożono wniosek o przyznanie prawa używania urządzeń nadawczo-odbiorczych niezbędnych do przeprowadzenia zawodów w radiopelengacji i wieloboju łączności. Natomiast wznowienie działalności krótkofalarskiej i wyjście radiostacji w „eter" jest sprawą wymagającą czasu, nie tylko ze względu na obowiązujący stan wojenny, lecz także z uwagi na konieczność wprowadzenia zamierzonych zmian w przepisach – zmiany zarządzenia ministra Łączności i Instrukcji PIR. W sferze finansowej, jak dotychczas nie ma jeszcze zatwierdzonego budżetu na 1982 r. Wiadomo jednak, że poważnie ograniczone będą wydatki na inwestycje, imprezy i zawody. Bardzo pozytywnie należy ocenić wszelkie inicjatywy, mające na celu prowadzenie odpłatnego szkolenia i innej działalności usługowej.
Mówiąc o pracy z młodzieżą, płk K. Konarski zaapelował do pracowników i działaczy społecznych LOK, aby temu problemowi poświęcić jak najwięcej uwagi. Należy też nawiązać szerszą współpracę z resortem Oświaty i Wychowania, aby wspólnie organizować letnie obozy wypoczynkowo-szkoleniowe, w ramach których można przeprowadzać konkursy i zawody sprawnościowe w sportach techniczno-obronnych.
W drugim dniu narady odbyło się spotkanie kierowników WOS i STOŁ i aktywistów-łącznościowców z całego kraju. Podsumowano zawody krótkofalarskie SP-K i ćwiczenia terenowe radiostacji klubowych za rok 1981.
O osiągnięciach krótkofalowców w ubiegłym roku mówił kierownik Działu Łączności ZG LOK ppłk inż. Walerian Sadło. Stwierdził on, że w 1981 r. przeprowadzone zostały wszystkie (10) z zaplanowanych zawodów krótkofalarskich. Ogółem w nich brało udział 1415 radiostacji.
Zawodami wiodącymi w LOK, jak wiadomo, są ogólnopolskie zawody radiostacji klubowych SP/K, mające w swych założeniach szkolenie młodzieży, utrzymanie w stałej sprawności technicznej aparatury klubowej i podnoszenia poziomu technicznego radiooperatorów. Od wielu już lat przyczyniają się one do rozwoju krótkofalarstwa w LOK, a tym samym i w kraju. Ogółem sklasyfikowanych zostało 307 radiostacji.
Drugą ważną imprezą krótkofalarską w Lidze są ogólnopolskie ćwiczenia terenowe radiostacji klubowych. W ub. roku wzięło w nich udział 212 radiostacji. Obsługiwało je 650 radiooperatorów. Ćwiczenia te potwierdziły wysokie umiejętności łącznościowców i ich gotowość do świadczenia usług na rzecz obrony cywilnej kraju. Uczestnicy tej masowej imprezy z uznaniem podkreślają jej walory szkoleniowe w telegrafii, pracy w warunkach polowych.
Podczas spotkania aktywistom i zasłużonym działaczom łączności Ligi Obrony Kraju wręczono odznaki resortowe przy-

znane przez ministra Łączności. Odznaki „Zasłużony Pracownik Łączności" otrzymali: złotą – Andrzej Dymowski (Łódź), Adam Szewczyk (Katowice) i Jan Piotrowski (Konin); srebrną – Jerzy Brzeziński (Konin), Marian Daleszyński (Gorzów Wlkp.), Andrzej Jóźwik (Kielce) i Władysław Pietrzykowski (Bielsko-Biała); brązową – Stanisław Wawro (Bielsko-Biała). Dekoracji dokonali dyrektorzy inspektoratów PIR w Poznaniu: inż. Andrzej Minnicki i w Zielonej Górze inż. Tadeusz Kuryłło. Przedstawiono także wykaz radiostacji i zarządów wojewódzkich LOK i PZK, które zajęły czołowe miejsca w poszczególnych klasyfikacjach.

W ZAWODACH RADIOSTACJI KLUBOWYCH SP/K

Klasyfikacja łączna centralna

SP4KCM, SP2KAE, SP5KAB, SP1KGU, SP5KVW i SP6KLA

Klasyfikacja w zakresie telegrafii

SP6KEY, SP2KKB i SP7KQL

Klasyfikacja w zakresie fonii

SP7KTE, SP5ZGO i SP7KMX

Klasyfikacja w zakresie UKF

SP6KBR, SP4KCM i SP9KCB

Klasyfikacja łączna okręgów SP

SP1KIZ, SP2KJR, SP3KKU, SP4KIE, SP5KDV, SP6KZW, SP7KBI, SP8KBN i SP9ZHR

Klasyfikacja stacji nasłuchowych

SP9-1256/K, SP-040/SU/Z i SP-3000/LG/Z

Klasyfikacja zespołow ZW LOK wg okręgów SP

Słupsk, Włocławek, Gorzów, Suwałki, Ostrołęka, Opole, Radom, Lublin i Bielsko-Biała

Klasyfikacja zespołowa ZW LOK generalna

Bydgoszcz, Olsztyn, koszalin, Katowice, Warszawa, Gdańsk

Klasyfikacja ZOW PZK

Bydgoszcz, Katowice, Olsztyn

W ĆWICZENIACH TERENOWYCH RADIOSTACJI KLUBOWYCH SP

Klasyfikacja stacji terenowych

SP7KQL, SP7KMX, SP7KQP, SP9KGG, SP2KMO i SP9KQW

Klasyfikacja stacji sztabowych

SP7KAW, SP2KAE i SP8KAF

Klasyfikacja zespołowa ZW LOK

Bydgoszcz, Łódź, Gorzów, Lublin, Gdańsk i Białystok.

Operatorzy i przedstawiciele wymienionych zarządów wojewódzkich otrzymali dyplomy, puchary i nagrody pieniężne ufundowane przez Zarząd Główny LOK.

Ppłk Jan Korpalski z Inspektoratu Obrony Cywilnej Kraju bardzo wysoko ocenił osiągnięcia krótkofalowców LOK. Pogratulował zwycięzcom, życząc dalszej owocnej pracy dla umacniania obronności kraju.

Na zakończenie spotkania płk mgr K. Konarski przekazał zebranym podziękowanie za czynny udział w zawodach krótkofalarskich, wkład pracy na rzecz ruchu radioamatorskiego. Zapewnił jednocześnie, iż kierownictwo Ligi Obrony Kraju dołoży starań, aby krótkofalowcy tej organizacji znów mogli „wyjść w eter".

Antoni Giedrojc

Zmiany w regulaminie dyplomu „Międzynarodowy Rok Dziecka"

Zarząd Klubu Łączności LOK przy Łódzkim Przedsiębiorstwie Usług Socjalnych Budownictwa w Łodzi informuje, że uchwałą t. Zarządu z dnia 9.07.1981 r. zostaje wprowadzony aneks do Regulaminu Dyplomu „Międzynarodowy Rok Dziecka" o następującej treści:
Warunki: dyplom jest wydawany nadawcom i nasłuchowcom za łączności-nasłuchy przeprowadzone w danym roku kalendarzowym, do czasu zamknięcia konta CZD (Centrum Zdrowia Dziecka).
Pozostałe warunki Regulaminu pozostają bez zmian.
Z uwagi na duże zainteresowanie dyplomem, a przede wszystkim włączenia się krótkofalowców w tak humanitarną akcję, jak rozbudowa Szpitala-Pomnika CZD, wzywamy wszystkich do podtrzymania dalszej akcji.
Zarząd Klubu informuje również, że do dnia 31.12.1980 r. wydano 98 dyplomów, w tym 5 do ZSRR za ogólną sumę wpłaconą na konto CZD w wysokości 6538 zł.

Marek Wołoszyn SP7MJO
Sekretarz Klubu Łączności LOK

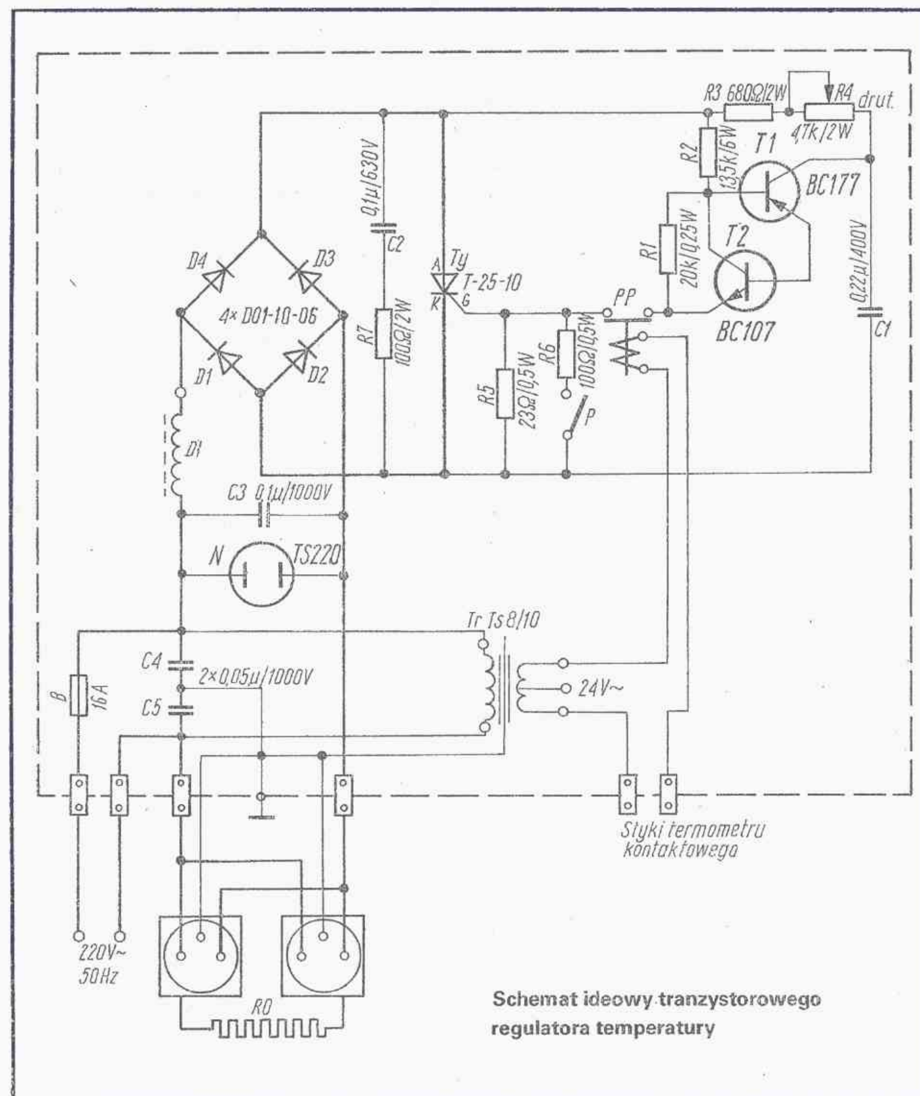
Tyrystorowy regulator temperatury o mocy do 3 kW

TADEUSZ BERDYS

Opisany poniżej tyrystorowy regulator temperatury wykonano z myślą o przeznaczeniu go do regulacji mocy i temperatury dyszy wtryskarki do tworzyw sztucznych. Regulacja dostarczanej mocy do grzałek odbywa się przy dużym prądzie i małej mocy traconej. Moc elektryczna jest dostarczana do dwóch równolegle połączonych grzałek w kształcie pierścieniowym, umieszczonych na cylindrze wtryskarki i ustalana jest na wymaganym poziomie w sposób płynny potencjometrem R4.
Należy zaznaczyć, że temperatura dyszy wtryskowej powinna być dla danego rodzaju tworzywa wielkością stałą; temperatura ta jest zależna od ustalonego potencjometrem R4 poziomu mocy doprowadzanej do grzałek, od wahań napięcia sieci, od liczby wtrysków w jednostce czasu i od temperatury otoczenia.
Zwiększenie liczby wtrysków w określonym czasie powoduje zwiększenie przepływu płynnego tworzywa przez cylinder i dyszę, a więc i szybsze odbieranie ciepła od grzałek. Dysza ochładza się i tworzywo gęstnieje, a jednocześnie rośnie moc zużywana na przetłoczenie tworzywa do formy i wydłuża się czas wtrysku. Z zależności tych wynika, że stały poziom mocy dostarczanej do grzałek nie zapewnia stałości temperatury cylindra i dyszy wtryskowej. Ilość mocy dopływającej do grzałek w jednostce czasu należało w tym przypadku uzależnić dodatkowo od temperatury końcówki dyszy. Zadanie to spełnia układ automatycznego włączania i wyłączania obwodu bramki tyrystora. W obwodzie bramki są umieszczone zestyki przekaźnika pomocniczego PP, który jest sterowany zestykami termometru kontaktowego z czujnikiem, umieszczonym na końcówce dyszy wtryskowej. Jednocześnie wskazywana jest stale wysokość temperatury, co umożliwia bieżące kontrolowanie temperatury tworzywa w dyszy.
Przyjęte rozwiązanie sterowania tyrystora

w sposób płynny i przerywany może być również wykorzystane do utrzymywania stałej temperatury w pomieszczeniach ogrzewanych grzejnikami elektrycznymi lub piecami akumulacyjnymi, a także do regulacji temperatury wody w bojlerach oraz w aparaturze przemysłowej, jak np. piece hartownicze.

Schemat regulatora przedstawiono na rysunku.



Schemat ideowy tranzystorowego regulatora temperatury

Głównym elementem układu jest tyrystor Ty spełniający funkcję bezpośredniego regulatora dostarczanej mocy do grzałek; jest on włączony w przekątną mostka złożonego z diod D1...D4. Zapłon tyrystora powoduje przepływ prądu w obwodzie anoda-katoda, zamknięcie obwodu przekątnej mostka i przepływ prądu przez odbiornik Ro. Z mostka prostowniczego D1...D4 jest pobierane również napięcie wyprostowane dwupołówkowo do zasilania układu regulacyjnego impulsów sterujących bramkę tyrystora. W okresach stanu przewodzenia tyrystor zwiera napięcie zasilające układ sterujący.

Stan przewodzenia tyrystora jest otrzymywany po doprowadzeniu do jego bramki napięcia o parametrach wymaganych dla danego typu i egzemplarza tyrystora. Zadanie to spełnia układ generatora relaksacyjnego z komplementarnymi tranzystorami p-n-p i n-p-n, zastępujący nie produkowany w kraju tranzystor jednozłączowy (np. typu 2N2646, 2N2647).

Stosunek rezystancji R2 do R1+R5 ustala próg napięcia, po przekroczeniu którego układ zostanie spolaryzowany w kierunku przewodzenia i przez złącza tranzystorów popłynie impuls prądu powodując na rezystorze R5 spadek napięcia. Napięcie to, doprowadzone do bramki tyrystora, powoduje jego włączenie; tranzystory T1, T2 po początkowym gwałtownym wzroście prądu przechodzą w stan nasycenia. Napięcie sterujące generatorem, o wartości umożliwiającej spolaryzowanie układu w kierunku przewodzenia, jest pobierane z kondensatora C1. Kondensator ten ładuje się przez rezystory R3+R4 aż do momentu, gdy napięcie polaryzujące przekroczy próg ustalony na dzielniku napięcia R2, R1+R5; w tym momencie układ zaczyna przewodzić i kondensator C1 rozładowuje się przez tranzystory T1, T2 i rezystor R5. Po rozładowaniu kondensatora C1 zmniejsza się napięcie polaryzujące, układ przestanie przewodzić, a cały cykl rozpocznie się od nowa. Okres drgań zależy od stałej czasowej (R3+R4)·C1, a zmianę czasu ładowania uzyskuje się zmieniając rezystor R4 lub dobierając kondensator C1.

W zależności od częstotliwości generatora zmienia się kąt przewodzenia tyrystora w granicach 20°...170°, a więc ulega zmianie moment wyzwolenia tyrystora w stosunku do momentu przejścia przez zero napięcia sieci. Im większa jest rezystancja rezystorów R3+R4, tym większe są kąty opóźnienia zapłonu. Czas przewodzenia tyrystora w półokresie prądu zmiennego zmienia się w zależności od czasu ładowania kondensatora C1. Regulacja mocy praktycznie rozpoczyna się już od 10% mocy odbiornika Ro.

Szeregowo połączone rezystor R7 i kondensator C2 tworzą tzw. układ gasikowy, którego działanie polega na zmniejszaniu stromości narastania napięcia, zabezpieczając w ten sposób złącze tyrystora przed przepięciami, tj. gwałtownymi skokami napięcia powstającymi w momentach wyłączania i włączania obwodów.

Rezystor R5 bocznikujący bramkę, oprócz rozładowywania kondensatora C1 ma za zadanie zmniejszenie czułości wyzwalania tyrystora, zapobiegając w ten sposób samoistnym włączeniom tyrystora podczas przepięć w sieci zasilającej.

W układzie ze zmianą kąta włączenia zmiany prądu mają charakter skokowy, co wynika z charakteru pracy układu generatora relaksacyjnego. Jest to powodem powstawania zakłóceń o częstotliwości radiowej, przenoszonych przez sieć zasilającą, szczególnie słyszalnych na zakresach radiofonicznych, w postaci charakterystycznego „terkotu" przechodzącego w szum przy zwiększaniu częstotliwości generatora relaksacyjnego. Dławik Dł wraz z kondensatorem C3 tworzą filtr przeciwdziałający przedostawaniu się składowych symetrycznych napięć zakłócających z układu regulatora do sieci zasilającej. Dławik ten o indukcyjności około 200 μH, jest wykonany z 20 zwojów nawiniętych drutem DY 2,5 mm² (miedziany w izolacji igelitowej), ściśle zwój przy zwoju, na rdzeniu z anteny ferrytowej o średnicy 10 mm i długości około 70 mm. Kondensatory C4 i C5 służą do tłumienia niesymetrycznych składowych napięć zakłócających.

Bezpiecznik B o działaniu szybkim, na prąd znamionowy 16 A, zapewnia ochronę zwarciową i przeciążeniową tyrystora.

Neonówka N sygnalizuje stan pracy regulatora, z intensywności jej świecenia można orientacyjnie określić wartość napięcia na wyjściu z układu regulatora.

Transformator Tr o mocy 8 VA zasila napięciem 24 V uzwojenie przekaźnika pomocniczego PP przez zestyki termome-

tru kontaktowego. Zestyki te są normalnie zwarte, a po przekroczeniu ustalonej temperatury rozwarte.
Do współpracy z regulatorem zastosowano, termometr kontaktowy typu TMRO-160KT (100B-6) 1,6 EM3 na zakres 0...400°C, klasie dokładności 1,6 i długości czujnika 100 mm, o układzie zestyków 1 min – 1 max, produkcji Kujawskiej Fabryki Manometrów.
Przekaźnik pomocniczy PP typu R15 z uzwojeniem 24 V na prąd zmienny powoduje rozwarcie obwodu bramki tyrystora, po przekroczeniu maksymalnej temperatury nastawionej na termometrze kontaktowym. Przerwanie obwodu bramki spowoduje wyłączenie tyrystora z przekątnej mostka diodowego, w chwili najbliższego momentu przejścia przez zero napięcia zasilającego.
Rezystory R1, R2, R4 i R5 są dobierane w zależności od typu i rozrzutu parametrów zastosowanego tyrystora. Im mniejsza rezystancja R5, tym bardziej zakres regulacji ulega „zagęszczeniu". Oznacza to, że włączenie tyrystora rozpoczyna się nie od początkowego położenia pokrętła potencjometru R4, lecz dopiero po przekroczeniu określonego progu rezystancji R4 w obwodzie ładowania kondensatora C1, tj. po podwyższeniu napięcia polaryzacji. Rezystor R6 włączany przełącznikiem P równolegle do rezystora R5, powoduje obniżenie rezystancji bocznikującej bramkę do 18,7 Ω. Po przełączeniu rezystora R6, pokrycie zakresu regulacji przy pełnym obrocie pokrętła potencjometru R4, osiąga wartość 0...220 V. Bez rezystora R6 regulacja napięcia wyjściowego odbywa się w akresie 120...220 V i jest bardziej precyzyjna w tym przedziale napięć.
Maksymalna wartość rezystancji potencjometru R4 jest zależna od ustalonych wcześniej rezystancji R2 i R5+R6, przy założeniu stałej pojemności C1. Przełącznik zakresu regulacji P może być dowolnego typu, np. przechylny PB-13 (migowy, błyskawiczny).
W regulatorze zastosowano tyrystor typu T-25-10 na prąd 25 A i napięcie 1000 V (produkcji ZSRR). Prąd maksymalny regulatora nie przekracza 15 A, mimo to zastosowano tyrystor o znacznie większej obciążalności i większej odporności na przeciążenia i zwarcia, które w układach grzejnych zdarzają się dość często. Jako zamienny można zastosować tyrystor produkcji krajowej typu T00-40 lub T01-40.
Te same warunki spowodowały dobór diod w mostku prostowniczym o zwiększonych parametrach 10 A i 600 V w stosunku do warunków pracy regulatora. Tyrystor umieszczono na radiatorze aluminiowym typu RP127, a diody na radiatorach typu RL60g. Można również użyć płytek aluminiowych o wymiarach 100×100×2 mm dla każdej diody, zaś dla tyrystora należy wykonać dwie takie płytki wygięte w kształcie litery C i skręcone razem.
Obudowę regulatora wykonano z blachy, z otworami chłodzącymi; ze względów bezpieczeństwa obsługi obudowa ta musi być uziemiona.
Stosunkowo duże prądy płynące w obwodach diod i tyrystora wymagają zastosowania do wykonania połączeń przewodów miedzianych o przekroju 2,5 mm². Połączenia te są narysowane na schemacie pogrubioną linią.
Odprowadzenie energii z regulatora należy wykonać na co najmniej dwa gniazda wtykowe 10 A/220 V z bolcem uziemiającym, mocowane do obudowy, a wtyczka sieciowa powinna wytrzymać prąd 16 A.

LITERATURA

1. Rajchert F., Sitnik A., Stępień J. – Tyrystory i ich zastosowanie. WKŁ 1980.
2. „Radioamator i Krótkofalowiec" nr 11/1975.

Uniwersalny zasilacz napięcia stabilizowanego

inż. JAN SAWICKI

Podczas prób i regulacji zaprojektowanych układów ze wzmacniaczami operacyjnymi, komparatorami, nadajnikami linii itd. istnieje konieczność stosowania różnych napięć zasilających. Obecnie stosuje się przeważnie napięcia ±15 V i ±12 V do zasilania członów analogowych, +5 V w przypadku układów logicznych DTL i TTL, –5,2 V dla układów ECL, +10 V dla układów CMOS oraz +15 V, +24 V (i wyższe) dla układów HTL oraz do zasilania przekaźników pomocniczych i tranzystorowych wzmacniaczy mocy.
Opisany zasilacz umożliwia ustawienie dowolnych napięć zasilających do większości stosowanych układów.
Schemat zasilacza jest przedstawiony na rysunku.

Uniwersalność zasilacza przedstawiają poniższe dane techniczne.
$U_{3\text{-}5}$ = +15 V, Imax = 0,25 A
$U_{8\text{-}6}$ = –15 V, Imax = 0,25 A
$U_{4\text{-}5}$ = 0...+15 V, Imax = 0,25 A (regulowane)
$U_{7\text{-}6}$ = 0...–15 V, Imax = 0,25 A (regulowane)

Dodatkowe możliwości wykorzystania zasilacza:
$U_{3\text{-}8}$ = +30 V, Imax = 0,5 A
$U_{4\text{-}7}$ = 0...+30 V, Imax = 0,5 A
$U_{4\text{-}8}$ = +15...+30 V, Imax = 0,5 A

Po rozłączeniu zwory 5–6 zasilacz jest źródłem napięć galwanicznie izolowanych:
$U_{3\text{-}5}$ = +15 V, Imax = 0,5 A
$U_{6\text{-}8}$ = +15 V, Imax = 0,5 A

Opis układu

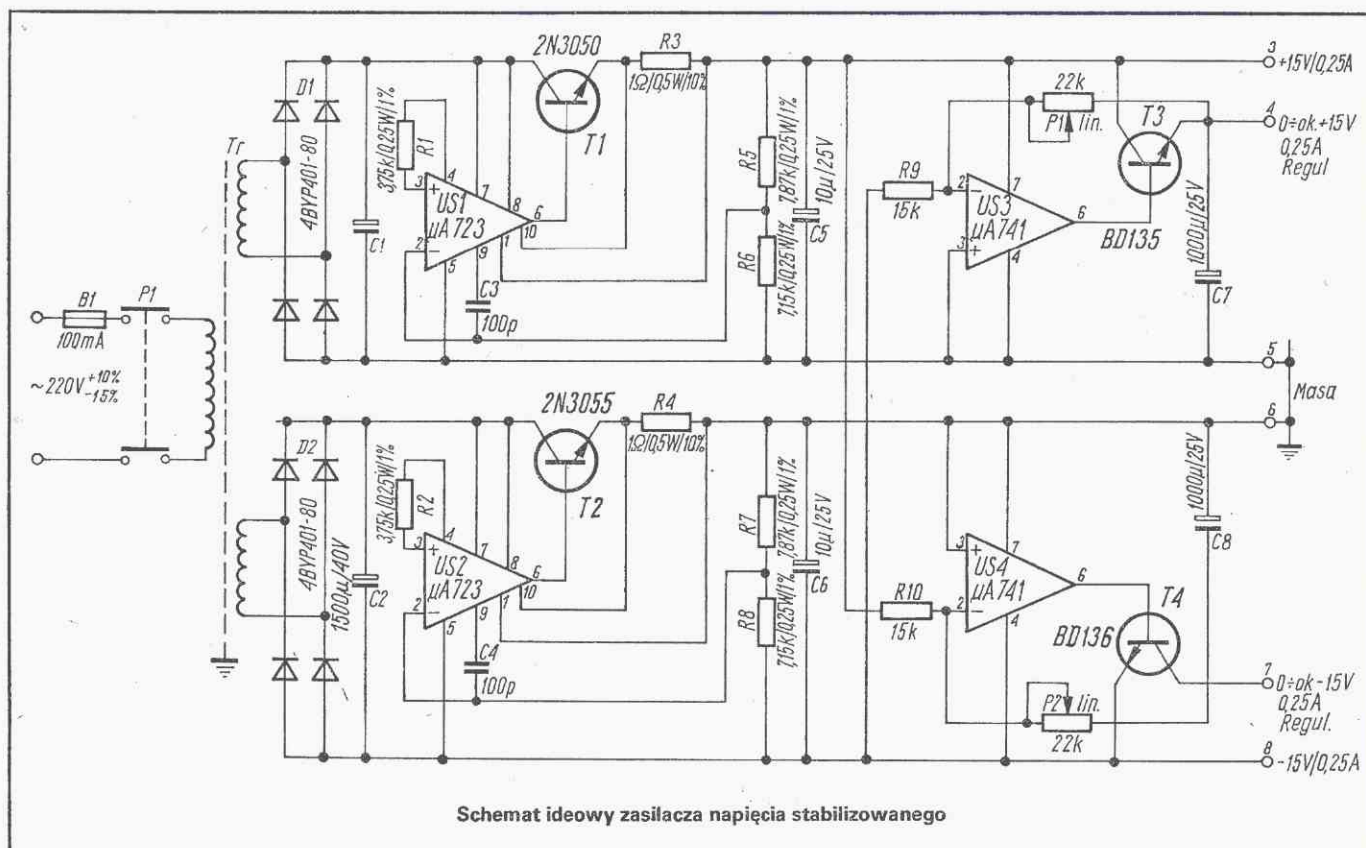
W układzie zastosowano transformator typu TS15/4/676 lub T40/51/676. Przekształcenie prądu przemiennego na stały zrealizowano w układzie Graetz'a typu 4BYP401-80. Kondensatory wygładzające składową przemienną obliczono przy założonym współczynniku tętnień nie większym niż 10%:

$$C = 1{,}44 \frac{Jo}{Uo} \frac{1}{f}$$

przy czym:
C – pojemność (F)
Io – prąd obciążenia (A)
Uo – składowa stała (V)
f – częstotliwość (Hz)

uzyskano: C1 = C2 = 1500 μF.

Do wykonania stabilizatorów ±15 V zastosowano monolityczne regulatory US1 i US2 typu MAA723 firmy Tesla.



Schemat ideowy zasilacza napięcia stabilizowanego

Dobór elementów stabilizatora +15 V/0,5 A

– rezystory dzielnika napięcia R5, R6:

$$U_{wy} = \frac{R5+R6}{R6} U_{odn}$$

Uodn= 7,15 V
Uwy = 15 V
R5 = 7,87 kΩ
R6 = 7,15 kΩ

– rezystor ograniczający zmiany cieplne

$$R1 = \frac{R5 \cdot R6}{R5+R6} \qquad R1 = 3,75\ k\Omega$$

– do kompensacji częstotliwościowej przyjęto kondensator C2 = 100 pF włączony między wyprowadzenia 2 i 9 stabilizatora

– rezystor ograniczający prąd obciążenia

$$R3 = \frac{0,6}{J_o} \qquad R3 = \text{około } 1\ \Omega$$

Dla zwiększenia wydajności prądowej dołączono zewnętrzne tranzystory regulacyjne T1, T2 typu 2N3055 lub KD502.

Elementy stabilizatora –15 V/0,5 A są takie same jak stabilizatora +15 V/0,5 A.

Zasilacz napięcia regulowanego dodatniego wykonano ze wzmacniaczem operacyjnym US3 typu ULY7741 firmy CEMI. Wejście „+" wzmacniacza US3 jest uziemione. Napięcie odniesienia Ur = –15 V jest doprowadzone za pośrednictwem rezystora R9 = 15 kΩ do wejścia „–", co można wyrazić wzorem:

$$\frac{-U_r}{R9} = \frac{U_{wy}}{P1} \qquad U_{wy} = -\frac{P1}{R9} U_r$$

$$R2 = 15\ k\Omega \qquad U_r = -15\ V$$

$$U_{wy} = -\left(\frac{-15\ V}{15\ k\Omega} P1\right)$$

$$U_{wy} = 1\ mA \cdot P1$$

$$U_{wy} = 1\ V/1\ k\Omega$$

Zmieniając potencjometrem P1 rezystancję w zakresie 0...15 kΩ uzyskujemy Uwy od 0 do 15 V.
Obciążalność prądową zwiększono stosując tranzystor T3 typu BD135.
Zasilacz napięcia regulowanego ujemnego wykonano ze wzmacniaczem operacyjnym US4 (ULY7741). Wejście „+" wzmacniacza US4 jest uziemione. Napięcie odniesienia Ur = +15 V jest doprowadzone za pośrednictwem rezystora R10 = 15 kΩ do wejścia „–".
Zmieniając rezystor P2 uzyskujemy napięcie regulowane ujemne. Jako tranzystor regulacyjny T4 zastosowano typ BD136.
Wszystkie tranzystory regulacyjne T1, T2, T3, T4 można umieścić na wspólnym radiatorze izolując je podkładką z miki.
Dobór powierzchni radiatora można wyliczyć z wykresów przedstawionych w „Radioamatorze" nr 7–8/79.

ogłoszenia

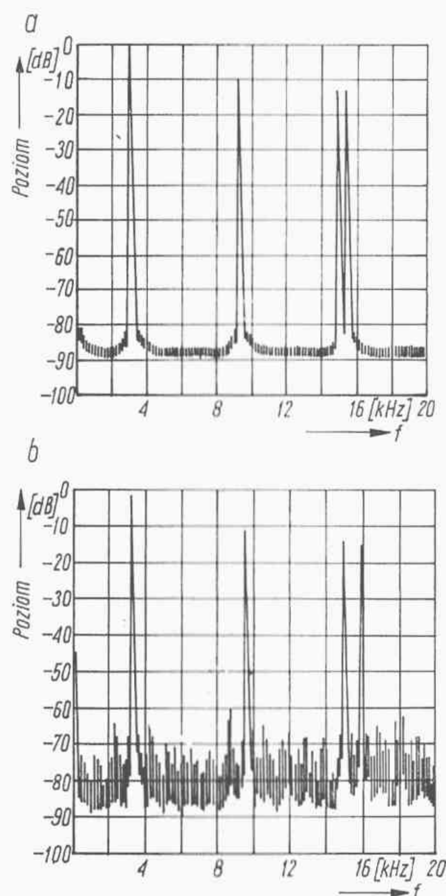
Kupię głowicę UKF-CCIR, typ GFE 101(103) oraz wskaźniki cyfrowe CQZP70. Sprzedam GFE101-OIRT, NIXIE, kwarc 33,5 MHz, NAND, BSXP 87(60). Stanisław Iwanicki, ul. Podgórna 50/C, Zielona Góra. EO/157/K/82

Mikrofonowe wkładki krystaliczne – 200 zł/szt. – wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 99-014 Łódź. EO/2/K/82

Układy AY 3-8500, tranzystory BF245 sprzedam. Halina Dobosiewicz, Na Barciach 4, Kraków. EO/161/K/82

Zniekształcenia TIM w praktyce

Zniekształcenia dynamiczne wnoszone przez wzmacniacze m.cz., oznaczane TIM (Transient Intermodulation Distortion)* stanowią przedmiot rozważań teoretycznych i badań laboratoriów zajmujących się problemami elektroakustyki i producentów sprzętu. W nrze 10/1981 dwutygodnika „Funkschau" (RFN) ukazał się niezwykle interesujący artykuł W. Schilda, przedstawiający wyniki pomiarów kilkudziesięciu wzmacniaczy różnych producentów oraz niektóre wnioski wynikające z przeprowadzonych pomiarów i badań. Zbadano wzmacniacze Hi-Fi pochodzące z początkowych lat rozwoju techniki Hi-Fi oraz obecnie produkowane wzmacniacze, w tym lampowe i o płytkim sprzężeniu zwrotnym, wytwarzane specjalnie pod kątem redukcji zniekształceń TIM.



Charakterystyki widmowe
a – widmo pomiarowego sygnału sterującego wg metody TIM-100, b – widmo sygnału zniekształconego na wyjściu wzmacniacza mocy

* Zniekształcenia dynamiczne typu TIM były opisane dokładniej w nrze 2/1978 „RiK".

Zniekształcenia TIM badano metodą zaproponowaną w 1978 r. przez prof. M. Otalę, a nazywaną TIM-100. Sygnał sterujący wzmacniacz składa się z sumy dwóch sygnałów: przebiegu prostokątnego o częstotliwości 3,18 kHz oraz przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości 15 kHz i amplitudzie wynoszącej 25% wartości amplitudy przebiegu prostokątnego.

Widmo takiego sygnału jest przedstawione na rys. 1a. Zawiera on silne harmoniczne nieparzyste przebiegu prostokątnego (9,54 kHz, 15,9 kHz i dalsze) oraz częstotliwość 15 kHz. Po przejściu przez wzmacniacz pojawiają się liczne dodatkowe częstotliwości, które bada się precyzyjnym analizatorem widma. Sygnał zniekształcony jest przedstawiony na rys. 1b. Wyniki pomiarów tak znacznej liczby wzmacniaczy były niespodzianką.

Główne stwierdzenia przedstawiają się następująco:

1. We wszystkich badanych wzmacniaczach występują zniekształcenia TIM, przy czym ich wartość wynosi od 0,003% do około 0,4% – w przypadku starych wzmacniaczy Hi-Fi, lampowych. Bardzo drogie wzmacniacze konstruowane pod kątem redukcji zniekształceń TIM wykazują zawartość zniekształceń 0,008...0,1%.

2. Wbrew oczekiwaniom największą wartość miały w badanych wzmacniaczach zniekształcenia nieliniowe przy częstotliwości 10 kHz, których współczynnik wynosił od 0,003% do 0,5...0,8% w przypadku starych wzmacniaczy Hi-Fi. Tylko w trzech przypadkach stwierdzono większą wartość zniekształceń TIM niż zniekształceń harmonicznych sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 10 kHz.

3. Pomiary nie wykazują wyraznego związku między zawartością zniekształceń TIM i rodzajem (klasa B, klasa A, klasa D itd.) wzmacniacza mocy. Nie stwierdzono również wyraźnego związku zniekształceń TIM z ceną wzmacniacza. Niektóre wzmacniacze o niewygórowanej cenie, produkowane seryjnie w wielkich ilościach, wykazywały bardzo małe zniekształcenia TIM.

Wyniki pomiarów wybranych wzmacniaczy

Producent i typ wzmacniacza	Zniekształcenia TIM [%]	Współczynnik zawartości harmonicznych [%] 1 kHz	10 kHz	Moc [W]
K+H VS 71 (lampowy, stary)	0,398	0,700	0,800	40
Marantz 8B (lampowy, stary)	0,100	0,250	0,250	30
JVC M 3030	0,044	0,010	0,030	200
Quad 405	0,018	0,006	0,040	100
Revox B750	0,014	0,030	0,030	125
Sony TA-N88 Digital	0,013	0,040	0,150	50
Grundig MA 100	0,003	0,008	0,040	55
Marantz PM 700	0,003	0,020	0,009	100
Pioneer M 22	0,003	0,003	0,004	80
Hitachi HMA 9500 MkII	0,003	0,003	0,003	200

W tablicy przedstawiono wyniki pomiarów dziesięciu różnych wzmacniaczy, co pozwoli Czytelnikom zorientować się w wartościach zniekształceń.

Z opisanych wyżej badań nasuwa się nieodparcie wniosek, że najlepsze pod względem małej wratości zniekształceń TIM są wzmacniacze starannie konstruowane przez utalentowanych konstruktorów i szczegółowo badane w fazie serii prorotypowej. Oczywiście najnowsze wzmacniacze konstruowane w oparciu o „szybkie" tranzystory mocy mają parametry lepsze od swych poprzedników z lat ubiegłych.

A.W.

*Proponujemy Wam, Drodzy Czytelnicy nową formę prezentowania Waszych pomysłów, które sprawdzone i zrealizowane stanowiły pewien krok przy podejmowaniu większych zamierzeń i projektów. Pomysły mogą dotyczyć sprzętu powszechnego użytku i urządzeń elektroniki profesjonalnej, a w szczególności zastosowań elementów półprzewodnikowych, scalonych układów analogowych i cyfrowych oraz innych elementów elektronicznych. Pomysły te są często Waszym osiągnięciem i osobistym małym sukcesem. Czasem trudno je przedstawić w formie publikacji lub artykułu. Mogą też nie spełniać wymagań patentowych. Są jednak ważne i mogą być przydatne dla innych. Prosimy o nadsyłanie propozycji do naszej redakcji z dopiskiem **POMYSŁ i REALIZACJA**. Najbardziej interesujące będziemy publikować, a ich autorzy otrzymają nagrody. Podstawową zasadą jest zwięzłość formy i treści.*

Przewidujemy wybór „pomysłu roku", który będzie wyróżniony specjalną nagrodą.

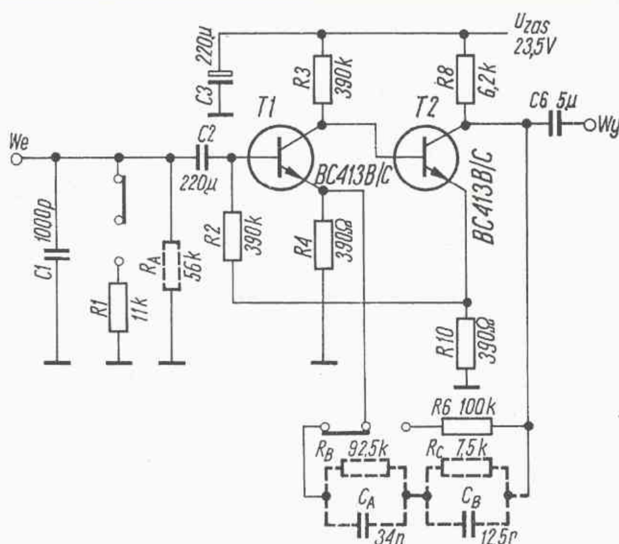
Czekamy na Wasze listy!

Dwie pierwsze propozycje opublikowaliśmy w nrze 2/82.

Przystosowanie magnetofonu M2404S do pracy z wkładką magnetyczną

KRZYSZTOF KONTEK

Jedną z niedogodności magnetofonu M2404S i innych należących do tej serii jest brak możliwości bezpośredniego nagrywania z gramofonu wyposażonego we wkładkę magnetyczną (np. „Daniel").



Schemat pierwszego stopnia przedwzmacniacza wraz z dodatkowymi elementami
* – wartości dobierane

Aby temu zaradzić, można zbudować dodatkowy przedwzmacniacz korekcyjny; jest to jednak rozwiązanie z kilku względów kłopotliwe (konieczność dodatkowego tłumienia sygnału, pogorszenie stosunku sygnał-szum, dodatkowa płytka, koszt).

Znacznie prostszym, tańszym i lepszym sposobem jest modyfikacja pierwszego stopnia przedwzmacniacza magnetofonu przez wprowadzenie pętli sprzężenia zwrotnego dla odpowiedniego ukształtowania charakterystyki częstotliwościowej.

Na rysunku przedstawiono schemat przedwzmacniacza z dodatkowymi elementami tworzącymi pętlę sprzężenia zwrotnego (zaznaczone grubszą linią).

Wartości tych elementów zostały tak obliczone, aby układ miał charakterystykę częstotliwościową zgodną z normą RIAA (patrz „Re" nr 2/81) oraz aby wzmacniacz dysponował odpowiednią czułością. Układ po modyfikacji bardzo dobrze spełnia te wymagania.

Przy starannym doborze elementów uzyskano odchylenie od wymaganej charakterystyki mniejsze niż 0,3 dB. Rezystor RC umożliwia uzyskanie wymaganej impedancji wejściowej wzmacniacza równej 47 kΩ. Do włączania dodatkowych elementów wykorzystano przełącznik typu Isostat.

Nagrań dokonuje się doprowadzając sygnał przez gniazdo wejściowe służące zwykle do przełączania mikrofonu. Dzięki wykorzystaniu tego właśnie gniazda omija się dzielniki umieszczone przy innych gniazdach, które powodują znaczny wzrost szumów.

Układ można również zmodyfikować zgodnie z nowszą normą RIAA-78 (patrz np. „Radio" radz. nr 3/81), która zaleca, aby charakterystyka częstotliwościowa opadała przy częstotliwościach mniejszych od 31 Hz. Osiąga się to przez zmianę wartości kondensatora C2 z 220 μF na około 0,5 μF. Zmiana ta nie ma jednak większego wpływu na pracę magnetofonu, gdyż jego dolna częstotliwość graniczna jest równa 40 Hz.